

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA  
ELÉTRICA**

Luiz Fernando Camarini de Oliveira

**A INFLUÊNCIA DOS TIRANTES DE FIXAÇÃO DO ESTATOR  
NAS PERDAS DAS MÁQUINAS DE INDUÇÃO TRIFÁSICAS**

Dissertação submetida ao Programa de  
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica  
da Universidade Federal de Santa  
Catarina para a obtenção do Grau de  
Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Nelson Sadowski

Co-orientador: Prof. Dr. Fredemar Rüncos

Florianópolis  
2013

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,  
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Oliveira, Luiz Fernando Camarini de

A influência dos tirantes de fixação do estator nas  
perdas das máquinas de indução trifásicas / Luiz Fernando  
Camarini de Oliveira ; orientador, Nelson Sadowski ; co-  
orientador, Fredemar Rüncos. - Florianópolis, SC, 2013.  
139 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa  
Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica.

Inclui referências

1. Engenharia Elétrica. 2. Motores de indução. 3. Perdas  
suplementares. 4. Tirantes de fixação. I. Sadowski, Nelson.  
II. Rüncos, Fredemar. III. Universidade Federal de Santa  
Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.  
IV. Título.

Luiz Fernando Camarini de Oliveira

## **A INFLUÊNCIA DOS TIRANTES DE FIXAÇÃO DO ESTATOR NAS PERDAS DAS MÁQUINAS DE INDUÇÃO TRIFÁSICAS**

Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica e, aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.

Florianópolis, 20 de agosto de 2013.

---

Prof. Patrick Kuo Peng, Dr.

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

### **Banca Examinadora:**

---

Prof. Nelson Sadowski, Dr.  
Orientador

Universidade Federal de Santa Catarina

---

Prof. Fredemar Rüncos, Dr.  
Co-Orientador  
WEG Equipamentos Elétricos S.A.

---

Prof. Sebastião Lauro Nau, Dr.  
WEG Equipamentos Elétricos S.A.

---

Prof. Nelson Jhoe Batistela, Dr.  
Universidade Federal de Santa Catarina

---

Prof. Jean Viane Leite, Dr.  
Universidade Federal de Santa Catarina





Aos meus pais Romero e Suely e aos  
meus avós João e Áurea (in  
memoriam).



## AGRADECIMENTOS

Dedico esse trabalho em primeiro lugar à minha família, a qual sempre me deu tranquilidade e apoio para a continuidade de meus estudos. Aos meus irmãos, Giuliano Camarini de Oliveira e Carolina Camarini de Oliveira, que me ensinaram a essência da palavra cumplicidade, aos meus pais, Romero de Oliveira e Suely Camarini de Oliveira, e avós, João Camarini e Áurea Rodrigues da Costa Camarini, meus primeiros e eternos professores, aos quais além de propiciarem base sólida para o meu desenvolvimento pessoal e profissional, ensinaram-me sobretudo os valores da honestidade, disciplina e perseverança.

À minha noiva, Chênia Maílis Satler, minha maior incentivadora, pela paciência e pela insistência em me ajudar a perseverar nos momentos mais difíceis.

Ao GRUCAD, em especial ao meu orientador prof. Dr. Nelson Sadowski, pela orientação e auxílio ao longo desta jornada.

Ao meu co-orientador, Fredemar Rüncos, incentivador deste trabalho, pela motivação, auxílio e conselhos dispostos ao longo da presente dissertação.

Aos amigos Paulo César Gialdi da Silva e Rafael Souza Barbeta, presentes na minha caminhada desde o início dos nossos estudos na UFSC durante a graduação em 2002 e que vieram a perseverar juntos também durante o mestrado, pela amizade e parceria durante todos esses anos.

Aos colegas da WEG Brasil, em especial, Fábio Yamanaka, Gustavo Omine, Ricardo Luiz Sartori, Francisco Doubrawa, Alex Hernan Salvo Pino, Maurício Ruviano, Marcelo Schulter, Celso Luiz Liermann Filho, Fernando Vitoriano Fernandes, Eduardo Gusman e Leandro Ferreira Diniz que direta ou indiretamente contribuíram para a concretização dessa dissertação.

Aos meus colegas expatriados e colaboradores da WEG Índia, pelos momentos de descontração e conversas “filosóficas” durante nossas jornadas diárias e por amenizar a saudade que sentimos de nosso país. Em especial a Fábio Parise Bouffleur, Ary Saad Brum, Gurunathan S., Kiran Kumar Dondapati e Satya Ranjan pelas valiosas contribuições prestadas.

Aos amigos e colegas de graduação Maico Andrei Marcello, Roberto Francisco Coelho, Jacir Vicente Werle, Rafael Eduardo Ferreira, Ricardo Spredemann e Cassiano Aires Teixeira pela amizade sincera e duradoura.

À WEG Equipamentos Elétricos, que além do auxílio financeiro para o estudo, forneceu toda a estrutura necessária para o seu desenvolvimento. Em especial a James Alberto Giacomazzi Júnior e Fredemar Rincos, os quais me deram a oportunidade de poder iniciar o mestrado em paralelo às minhas atividades na empresa, e a Leandro Fronza por me permitir dar sequência ao estudo na Índia e pelo suporte dado quando preciso.

Agradeço a todos que de uma forma ou outra contribuíram para a conclusão dessa dissertação e que, porventura, não tenham sido mencionados nesta lista.

*“É muito melhor lançar-se em busca de conquistas grandiosas, mesmo expondo-se ao fracasso, do que alinhar-se com os pobres de espírito, que nem gozam muito nem sofrem muito, porque vivem numa penumbra cinzenta, onde não conhecem nem vitória, nem derrota.”*

*Theodore Roosevelt, 1901.*



## RESUMO

Este trabalho refere-se ao estudo da influência dos tirantes de fixação do estator no desempenho das máquinas de indução trifásicas. São destacadas duas formas de fixação do pacote do estator: com tirantes externos e com tirantes embutidos ao pacote. O estudo é dividido em sete casos distintos: tirantes totalmente externos, tirantes 25% embutidos, tirantes 50% embutidos, tirantes embutidos e soldados, tirantes embutidos e fresados, tirantes embutidos fresados e interrompidos e tirantes embutidos soldados e interrompidos. Tais casos são analisados analiticamente e numericamente em elementos finitos 2D e 3D através de programas computacionais. É explorada também a análise prática das perdas nos tirantes de fixação do estator, além de serem apresentados os resultados obtidos para cada caso estudado, confrontando-os analítica e numericamente com o intuito de concluir o quanto as perdas nos tirantes de fixação do estator afetarão o desempenho das máquinas de indução trifásicas.

**Palavras-chave:** Motores de Indução. Perdas Suplementares. Tirantes de Fixação.





## **ABSTRACT**

This thesis is regarding the study of the influence of the stator's pull rod in the three-phase induction machines performance. It is highlighted two methods of stator core fixation: with external pull rods and with embedded pull rods in the stator core. The study is divided in seven different cases: totally external pull rods, 25% embedded pull rods, 50% embedded pull rods, embedded and welded pull rods, embedded machined pull rods, embedded interrupted and machined pull rods, embedded interrupted and welded pull rods. Such cases are analytically and numerically analyzed through 2D and 3D finite element software. It is also exploited the practical analysis of the losses in the stator's pull rod, besides the presentation of the results of each studied case, comparing it analytically and numerically aiming to conclude how significantly the losses in the stator's pull rod will affect the performance of the three-phase induction machines.

**Keywords:** Induction motors. Stray load losses. Stator's Pull rods.



## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 - Evolução do motor trifásico AEG - Relação peso/potência [kg/kW]	31
Figura 1.2 - Espaço ocupado por fios com diversos tipos de isolamento	32
Figura 1.3 – (a) Tirantes externos (b) Tirantes embutidos	34
Figura 2.1.2 – Fluxograma de potência da MIT	36
Figura 2.2.1 – Enrolamentos do estator	37
Figura 2.2.2.1 – Distribuição da corrente em função do efeito pelicular na seção do condutor cilíndrico	41
Figura 2.2.2.2 – Profundidade pelicular em função da frequência	41
Figura 2.2.3.1 – (a) Condutores com corrente circulando na mesma direção; (b) Condutores com corrente circulando em direções opostas	43
Figura 2.3.1.1 – Estrutura de domínios em dois grãos vizinhos	46
Figura 2.3.1.2 – Representação esquemática do ciclo de histerese e seus domínios magnéticos	47
Figura 2.3.2.1 – Ciclo de histerese	48
Figura 2.3.3.1 – Distribuição das correntes induzidas nas lâminas	49
Figura 2.3.3.2 – Efeitos das correntes parasitas na curva de histerese B-H	50
Figura 2.3.3.3 – Distribuição das correntes induzidas na lâmina	50
Figura 2.3.3.4 – Efeito das perdas em função da espessura das lâminas e da resistividade elétrica do material nas perdas	53
Figura 2.3.5.1 – Quadro de Epstein	56
Figura 2.3.5.2 – Aparelho para teste de lâmina única	56
Figura 2.3.5.3 – Configurações do aparelho de teste de lâmina única	57
Figura 2.3.5.4 – Ring core test	57
Figura 2.3.5.5 – Separação das perdas alternadas no núcleo com $B=1T$	58
Figura 2.4.1.1 – Mancal hidrodinâmico (ou de bucha)	59
Figura 2.4.4.1 – Exemplo de circuito de ventilação	63
Figura 2.5.1.1 – Caminho do fluxo de dispersão nas ranhuras do estator	65
Figura 2.5.1.3 – Condutores transpostos	66
Figura 2.5.2.1 – Fluxo de dispersão zig-zag	67
Figura 2.5.2.2 – Tipos de fluxo de dispersão	67
Figura 2.5.2.3 – Inserção das cunhas magnéticas do estator	68
Figura 2.5.2.4 – Fator de perda (C) em função da relação de ranhuras	69
Figura 2.5.2.5 – Pulsações na densidade de fluxo magnético na região do entreferro	70
Figura 2.5.3.1 – Torque vs Escorregamento com quinta harmônica ( $Te_5$ ) e sétima harmônica ( $Te_7$ ) ocasionando torques parasitas	73
Figura 2.5.4.1 – Inclinação das barras do rotor	74
Figura 2.5.5.1 – Partes finais da estrutura da máquina	75
Figura 2.5.5.2 – Escalonamento das chapas do estator	76
Figura 3.1.1 – Chapas do estator inteiriça (a) e segmentada (b)	79
Figura 3.1.2 – Dutos radiais de ventilação	80
Figura 3.1.3 – Montagem dos pacotes do estator	80

Figura 3.2.1 – Rasgos no estator (tirantes embutidos).....	82
Figura 3.2.2 – Pacote do estator com tirantes embutidos.....	82
Figura 3.3.1 – Pacote do estator com tirantes externos.....	83
Figura 4.2.1 – Dimensões dos tirantes.....	87
Figura 4.4.1 – Máquina de indução trifásica com tirantes externos ao pacote de chapas.....	92
Figura 4.4.2.1 – Geometria da chapa do estator (caso 1).....	94
Figura 4.4.2.2 – Geometria da chapa do rotor (caso 1).....	94
Figura 4.4.2.3 - Tirantes do estator (caso 1).....	95
Figura 4.4.3.1 – Curva B x H da chapa de aço silício utilizada.....	96
Figura 4.4.3.2 – Curva B x H dos tirantes de fixação do estator.....	97
Figura 4.4.4.1.1.1 – Tirantes totalmente externos.....	97
Figura 4.4.4.1.1.2 - Malha tridimensional – tirantes externos.....	98
Figura 4.4.4.1.1.3 – Distribuição de fluxo magnético - tirantes externos.....	98
Figura 4.4.4.2.1.1 – Malha tridimensional – tirantes 25% embutidos.....	101
Figura 4.4.4.2.1.2 – Vista frontal em corte: tirantes 25% embutidos.....	101
Figura 4.4.4.2.1.3 – Distribuição do fluxo magnético – tirantes 25% embutidos.....	102
Figura 4.4.4.3.1.1 – Vista frontal em corte: tirantes 50% embutidos.....	104
Figura 4.4.4.3.1.2 – Distribuição do fluxo magnético – tirantes 50% embutidos.....	104
Figura 4.5.1 – Máquina de indução trifásica com tirantes embutidos ao pacote de chapas.....	106
Figura 4.5.2 – Vista em corte do tirante embutido ao pacote do estator.....	107
Figura 4.5.2.1 – Geometria da chapa do estator (caso 2).....	109
Figura 4.5.2.2 – Geometria da chapa do rotor (caso 2).....	109
Figura 4.5.2.3 - Tirantes do estator (caso 2).....	110
Figura 4.5.4.1.1.1 – Vista tridimensional – tirantes embutidos soldados.....	111
Figura 4.5.4.1.1.2 – Vista em corte da máquina com tirantes embutidos soldados.....	111
Figura 4.5.4.1.1.3 – Vista tridimensional (1/6 da máquina) – tirantes embutidos soldados.....	112
Figura 4.5.4.1.1.4 – Distribuição do fluxo magnético – tirantes embutidos.....	112
Figura 4.5.4.2.1.1 – Vista tridimensional – tirantes embutidos fresados.....	114
Figura 4.5.4.2.1.2 – Vista em corte da máquina com tirantes fresados.....	115
Figura 4.5.4.2.1.3 – Vista tridimensional (1/6 da máquina) – tirantes embutidos fresados.....	115
Figura 4.5.4.3.1.1 – Vista tridimensional – tirantes embutidos fresados e interrompidos.....	117
Figura 4.5.4.3.1.2 – Vista tridimensional da área simulada – tirantes embutidos fresados e interrompidos.....	117
Figura 4.5.4.3.1.3 – Tirantes embutidos fresados e interrompidos - malha.....	118
Figura 4.5.4.4.1.1 – Vista tridimensional – tirantes embutidos interrompidos porém soldados.....	119

Figura 4.5.4.12 – Vista tridimensional da área simulada – tirantes embutidos interrompidos porém soldados .....	119
Figura 4.5.4.1.3 – Tirantes embutidos interrompidos porém soldados - malha .....	120
Figura 5.3.1 – Tirante embutido soldado .....	125
Figura 5.3.2 – Tirante embutido fresado .....	125
Figura 5.3.3 – Tirante embutido fresado e interrompido .....	126
Figura 5.3.4 – Tirante embutido interrompido porém soldado .....	126



## LISTA DE TABELAS

Tabela 2.2.1.1 - Coeficientes de dilatação linear .....	39
Tabela 2.2.1.2 - Coeficientes de temperatura a 20° C .....	40
Tabela 2.2.4.1 - Temperatura de operação por classe de isolamento .....	44
Tabela 4.4.1.1 - Dados da máquina de indução trifásica com tirantes externos ao pacote do estator .....	93
Tabela 4.4.2.1 - Dimensões dos tirantes do estator (caso 1) .....	95
Tabela 4.4.3.1 - Propriedades mecânicas aço SAE 1010 .....	96
Tabela 4.4.4.1.1.1– Comparativo entre perdas totais nos tirantes do estator e perdas totais na máquina com tirantes totalmente externos ao pacote do estator .....	99
Tabela 4.4.4.2.1.1 – Comparativo entre perdas totais nos tirantes do estator e perdas totais na máquina com tirantes 25% embutidos ao pacote do estator ...	102
Tabela 4.4.4.3.1.1 – Comparativo entre perdas totais nos tirantes do estator e perdas totais no ferro para máquina com tirantes 50% embutidos ao pacote do estator.....	105
Tabela 4.5.1.1 – Dados da máquina de indução trifásica com tirantes embutidos ao pacote do estator.....	108
Tabela 4.5.2.1 – Dimensões dos tirantes do estator (caso 2).....	110
Tabela 4.5.4.1.1.1 – Comparativo entre perdas totais nos tirantes do estator e perdas totais na máquina com tirantes embutidos e soldados .....	113
Tabela 4.5.4.2.1.1 – Comparativo entre perdas totais nos tirantes do estator e perdas totais na máquina com tirantes embutidos e fresados ao pacote do estator .....	116
Tabela 4.5.4.3.1.3 – Comparativo entre perdas totais nos tirantes do estator e perdas totais na máquina com tirantes fresados e interrompidos no pacote do estator.....	118
Tabela 4.5.4.4.1.1 – Comparativo entre perdas totais nos tirantes do estator e perdas totais na máquina com tirantes embutidos interrompidos porém soldados ao pacote do estator.....	120
Tabela 4.6.1. Resultados analíticos .....	121
Tabela 4.6.2. Resultados numéricos.....	121
Tabela 5.3.1 – Valores de perdas suplementares totais ensaiados para cada geometria .....	127





## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

MIT - Motor de Indução Trifásico  
EFEI – Escola Federal de Engenharia de Itajubá  
PROCEL - Programa Nacional de Conservação de Energia Elétrica  
ANSI - *American National Standards Institute*  
IEEE - *Institute of Electrical and Electronics Engineers*  
NEMA - *National Electrical Manufacturers Association*  
IEC - *International Electrotechnical Commission*  
ABNT - Associação Brasileira de Normas Técnicas  
2D – Duas dimensões  
3D – Três dimensões  
CA – Corrente Alternada  
CC – Corrente Contínua  
FMM – Força magneto-motriz  
OM – Objeto Magnético  
SST – *Single Sheet Tester*  
ASTM – *American Society for Testing and Materials*  
GO – Grãos Orientados  
GNO – Grãos Não Orientados  
BS – British Standard  
MEF – Método de Elementos Finitos



## LISTA DE SÍMBOLOS

$\eta$ : eficiência  
 $P_{\text{saí}}$ : potência de saída  
 $P_{\text{entr}}$ : potência de entrada  
 $P_{\text{perdas}}$ : potência despendida no processo  
 $P_{\text{ag}}$ : potência no entreferro  
 $R$ : resistência do material  
 $\rho$ : resistividade do material  
 $l$ : comprimento do material  
 $S$ : área do material  
 $\alpha$ : coeficiente de dilatação linear  
 $\Delta l$ : variação do comprimento  
 $l_0$ : comprimento inicial  
 $\Delta T$ : variação de temperatura  
 $\alpha_t$ : coeficiente de variação de temperatura  
 $\Delta R$ : variação da resistência  
 $R_1$ : valor da resistência na temperatura  $T_1$   
 $R_2$ : valor da resistência na temperatura  $T_2$   
 $T_1$ : temperatura inicial  
 $T_2$ : temperatura final  
 $I$ : corrente no condutor  
 $V$ : diferença de potencial elétrico  
 $\omega$ : frequência angular  
 $L$ : indutância do condutor  
 $P_{J1}$ : perdas Joule no estator  
 $I_{f1}$ : corrente estatórica de fase  
 $R_{CC}$ : resistência CC entre os terminais do estator corrigida para temperatura ambiente especificada  
 $R_T$ : resistência a quente  
 $R_f$ : resistência a frio  
 $\theta_T$ : temperatura média correspondente a  $R_T$   
 $\theta_f$ : temperatura média correspondente a  $R_f$   
 $k$ : constante térmica do material  
 $P_{J2}$ : perdas Joule no rotor  
 $s$ : escorregamento  
 $P_{fe}$ : perdas no ferro  
 $B$ : campo magnético  
 $H$ : campo magnetizante  
 $\mu$ : permeabilidade magnética  
 $W_h$ : energia histerética

$m_v$ : massa do volume  
 $k_h$ : constante característica do núcleo do material  
 $B_{max}$ : densidade de fluxo máximo  
 $n$ : expoente de Steinmetz  
 $\vec{J}$ : vetor densidade de corrente  
 $\sigma$ : condutividade elétrica  
 $\vec{E}$ : vetor campo elétrico  
 $K$ : constante do campo elétrico  
 $P_p$ : perdas parasitas  
 $v$ : volume da lâmina  
 $l_x$ : largura da lâmina direção x  
 $l_z$ : largura da lâmina direção z  
 $e$ : espessura da lâmina  
 $k_f$ : constante para correntes de Foucault  
 $B_m$ : indução magnética média  
 $P_{exc}$ : perdas excedentes  
 $D$ : distância média de equilíbrio entre paredes de domínio  
 $G$ : coeficiente adimensional que representa o coeficiente de atrito do movimento das paredes dos domínios magnéticos  
 $f_1$ : frequência  
 $V_0$ : equivalente a um campo coercitivo em excesso no processo de magnetização do material  
 $M$ : momento de fricção  
 $\mu_{fricção}$ : coeficiente de fricção para o mancal  
 $P$ : carga dinâmica equivalente do mancal  
 $d_{int}$ : diâmetro interno do mancal  
 $P_{mancal}$ : perdas no mancal  
 $n$ : rotação do eixo  
 $P_{atr,z}$ : perdas associadas ao atrito do rotor com o ar  
 $k_{rug}$ : coeficiente de rugosidade  
 $C_M$ : coeficiente de torque  
 $\rho_{fluido}$ : densidade do fluido  
 $D_{2ext}$ : diâmetro externo do rotor  
 $l_2$ : comprimento do rotor  
 $Re$ : número de Reynolds  
 $l_{ag}$ : comprimento do entreferro  
 $P_{atr, anéis de curto}$ : perdas por atrito nos anéis de curto circuito  
 $D_{2i}$ : diâmetro do eixo  
 $K_f$ : fator das perdas causadas pelo efeito pelicular

$K_2$ : fator das perdas causadas pela circulação de correntes entre os fios do enrolamento

$l_c$ : comprimento transversal do núcleo

$l_{\text{f}}$ : comprimento total de um fio do enrolamento

$d_{\text{fi}}$ : diâmetro de um fio do enrolamento com isolamento

$d_{\text{fni}}$ : diâmetro de um fio do enrolamento sem isolamento

$B_{\text{topo}}$ : densidade do fluxo de dispersão no topo da ranhura

$P_{\text{sup.1}}$ : perdas adicionais devido aos enrolamentos do estator

$P_{\text{sup.ZZZ}}$ : perdas resistivas no rotor devido ao fluxo de dispersão que cruza o entreferro (fluxo zig-zag)

$C$ : fator de perda para harmônicas fundamentais

$m$ : número de fases

$k_s$ : relação do efeito pelicular para as barras do rotor na frequência da ranhura do estator

$R_{2b}$ : resistência do barramento do rotor referido ao estator

$P_{\text{sup.ZZI}}$ : perdas resistivas no estator devido ao fluxo de dispersão que cruza o entreferro (fluxo zig-zag)

$I_{\text{rms}}$ : corrente média quadrática da carga do estator

$N_1$ : número de ranhuras no estator

$N_2$ : número de ranhuras no rotor

$D_{\text{ag}}$ : diâmetro do entreferro

$B_{\text{ag}}$ : densidade média do fluxo magnético na área do entreferro

$C_{s1}$ : coeficiente de perdas magnéticas no estator

$C_{s2}$ : coeficiente de perdas magnéticas no rotor

$\lambda_1$ : passo polar das ranhuras do estator

$\lambda_2$ : passo polar das ranhuras do rotor

$I_0$ : corrente média quadrática do estator a vazio

$P_{\text{sup. faixa}}$ : perdas suplementares em baixa frequência devido ao fluxo de dispersão de fase

$k_m$ : relação do efeito pelicular para rotor de barras na frequência da faixa de fase, em velocidade síncrona igual a 2mf

$k_{2m\pm 1}$ : passo vezes o fator de distribuição dos enrolamentos do estator, para a harmônica de ordem  $(2m\pm 1)$

$k_1$ : passo vezes o fator de distribuição dos enrolamentos do estator para a harmônica fundamental

$\xi$ : razão de inclinação das barras do rotor

$I_2$ : corrente rotórica

$P_{\text{sup. incl.}}$ : perdas suplementares devido à inclinação das barras do rotor

$D_{\text{1ext}}$ : diâmetro externo do estator

$P_{\text{sup. finais.}}$ : perdas suplementares nas partes finais da máquina

$2p$ : número de pólos

$A$ : distância entre o centro do estator e as correntes periféricas do rotor  
 $Y_1, Y_2$ : distância axial entre o centro das correntes periféricas do estator, do rotor e o núcleo.

$D_{B1}$ : diâmetro do centro da bobina do estator

$D_{B2}$ : diâmetro do centro da bobina do rotor

$f$ : função matemática

$P_{\text{totais.tir}}$ : perdas geradas nos tirantes de fixação do estator

$n_{\text{tir}}$ : número de tirantes

$\vec{J}_s$ : vetor densidade superficial de corrente

$\vec{D}$ : vetor indução elétrica

$\varepsilon$ : permissividade elétrica

$P_{\text{eixo}}$ : potência útil no eixo

$D_I$ : diâmetro interno do estator

$V_1$ : tensão de linha nos terminais do estator

$L_{\text{tir}}$ : comprimento do tirante

$H_{\text{tir}}$ : espessura do tirante

$W_{\text{tir}}$ : largura do tirante

## SUMÁRIO

<b>1.</b>	<b>INTRODUÇÃO .....</b>	<b>31</b>
<b>2.</b>	<b>PERDAS NAS MÁQUINAS DE INDUÇÃO .....</b>	<b>35</b>
2.1.	INTRODUÇÃO .....	35
2.2.	PERDAS JOULE .....	36
2.2.1.	Temperatura .....	39
2.2.2.	Efeito pelicular ou Efeito Kelvin.....	40
2.2.3.	Efeito proximidade .....	42
2.2.4.	Cálculo das perdas resistivas.....	43
2.3.	PERDAS NO FERRO.....	45
2.3.1.	Domínios magnéticos e ciclos histeréticos .....	45
2.3.2.	Perdas por histerese .....	48
2.3.3.	Perdas por correntes parasitas (ou correntes de Foucault) .....	49
2.3.4.	Perdas excedentes.....	53
2.3.5.	Separação das perdas magnéticas.....	55
2.4.	PERDAS MECÂNICAS .....	58
2.4.1.	Perdas por atrito nos mancais .....	59
2.4.2.	Perdas por atrito do rotor.....	60
2.4.3.	Perdas por atrito provocadas pelos anéis de curto-circuito do rotor com o ar .....	61
2.4.4.	Perdas por ventilação.....	62
2.5.	PERDAS SUPLEMENTARES .....	63
2.5.1.	Perdas nos condutores do estator.....	65
2.5.2.	Perdas suplementares de alta frequência ou zig-zag .....	66
2.5.3.	Perdas suplementares no rotor devido ao fluxo de dispersão de faixa de fase (phase-belt) .....	71

2.5.4.	Perdas suplementares no núcleo em motores com barras inclinadas.....	73
2.5.5.	Perdas suplementares nas partes finais da estrutura da máquina e nos anéis de curto-circuito do rotor.....	74
3.	A FIXAÇÃO DOS PACOTES DE CHAPA DO ESTATOR.....	79
3.1.	INTRODUÇÃO.....	79
3.2.	TIRANTES EMBUTIDOS.....	81
3.3.	TIRANTES EXTERNOS.....	83
4.	SIMULAÇÃO DAS PERDAS NOS TIRANTES DO ESTATOR ATRAVÉS DE ELEMENTOS FINITOS.....	85
4.1.	INTRODUÇÃO.....	85
4.2.	MODELO ANALÍTICO.....	87
4.3.	MODELO NUMÉRICO.....	90
4.4.	ESTUDO DE CASO 1.....	91
4.4.1.	Dados nominais.....	93
4.4.2.	Dimensões.....	93
4.4.3.	Materiais empregados.....	95
4.4.4.	Análise dos resultados.....	97
4.4.4.1.	Tirantes totalmente externos.....	97
4.4.4.1.1.	Cálculo numérico.....	97
4.4.4.1.2.	Cálculo analítico.....	99
4.4.4.2.	Tirantes 25% Imersos.....	100
4.4.4.2.1.	Cálculo numérico.....	100
4.4.4.2.2.	Cálculo analítico.....	102
4.4.4.3.	Tirantes 50% embutidos.....	103
4.4.4.3.1.	Cálculo numérico.....	103
4.4.4.3.2.	Cálculo analítico.....	105



4.5.	ESTUDO DE CASO 2.....	106
4.5.1.	Dados nominais.....	108
4.5.2.	Dimensões.....	108
4.5.3.	Materiais empregados.....	110
4.5.4.	Análise dos resultados.....	110
4.5.4.1.	Estator com tirantes soldados .....	110
4.5.4.1.1.	Cálculo numérico.....	110
4.5.4.1.2.	Cálculo analítico.....	113
4.5.4.2.	Estator com tirantes fresados .....	114
4.5.4.2.1.	Cálculo numérico.....	114
4.5.4.3.	Estator com tirantes fresados e interrompidos .....	116
4.5.4.3.1.	Cálculo numérico.....	116
4.5.4.4.	Estator com tirantes interrompidos porém soldados .	119
4.5.4.4.1	Cálculo numérico.....	119
4.6.	CONCLUSÃO .....	121
5.	ANÁLISE PRÁTICA DAS PERDAS NOS TIRANTES DO ESTATOR.....	123
5.1.	METODOLOGIA DO ENSAIO.....	123
5.2	ENSAIOS REALIZADOS .....	124
6.	CONCLUSÃO.....	129
	REFERÊNCIAS.....	131



## 1. INTRODUÇÃO

Desde sua invenção em 1889 por Mikhail Dolivo Dobrovolsky<sup>1</sup>, o motor de indução trifásico (MIT), tornou-se rapidamente a máquina mais utilizada na indústria mundial. No Brasil, estima-se que o motor de indução trifásico corresponda a 90% dos motores existentes na indústria [4]. Esse fato se deve, em resumo, às suas três principais características:

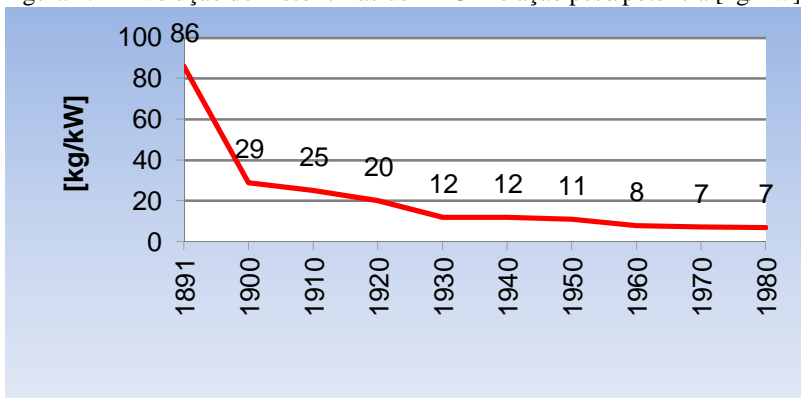
- robustez;
- baixo custo de fabricação comparado às outras máquinas;
- alta eficiência.

Das três características citadas anteriormente, em função de seu impacto na redução de custos, a eficiência é considerada um dos principais parâmetros a ser observado nas máquinas elétricas.

No entanto, no início de seu desenvolvimento, a maior preocupação dos fabricantes de máquinas elétricas era em relação à redução de seu tamanho e custo [26], dessa forma ao longo do tempo, foi-se reduzindo o custo de fabricação, com menos ferro, menos cobre, além de melhores materiais e técnicas de construção [32].

Bortoni e Santos [28] apresentam a evolução do motor trifásico do fabricante AEG (4kW e 2 polos) através da redução na relação peso/potência ao longo do tempo conforme figura 1.1.

Figura 1.1 - Evolução do motor trifásico AEG - relação peso/potência [kg/kW]



Fonte: EFEI/PROCEL, 2001.

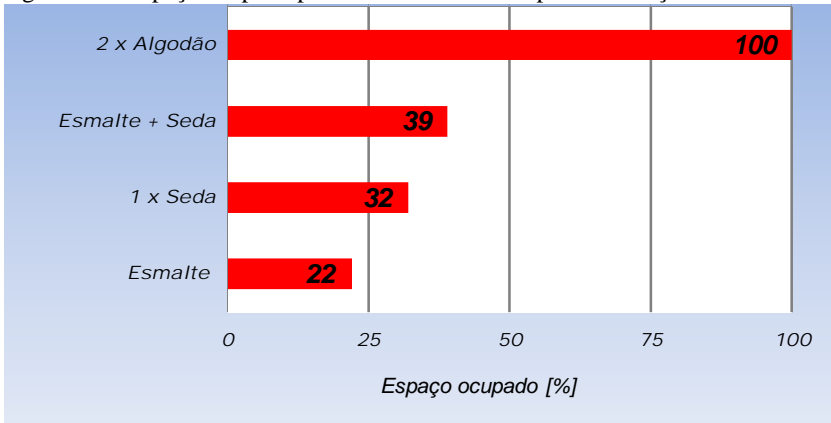
<sup>1</sup> Engenheiro russo, eletricitista e inventor. Nascido em 1862, criador do motor de indução trifásico e responsável pelo projeto da primeira planta hidroelétrica trifásica em 1891. Durante sua vida obteve mais de 60 patentes.

Com a maior estabilidade da relação peso/potência foram intensificados os estudos e aprimoramentos para a melhora da eficiência em máquinas elétricas, tornando a eficiência requisito imprescindível na discussão entre fabricantes e consumidores de máquinas elétricas.

Desde a concepção do motor de indução trifásico por Dobrovolsky em 1889, os materiais eletromagnéticos e isolantes sofreram uma grande e constante evolução, auxiliando dessa forma na minimização das perdas e na redução da relação peso/potência das máquinas elétricas.

A figura 1.2 exemplifica a evolução do sistema de isolamento dos fios de cobre, traçando um comparativo entre a isolamento utilizada e o espaço ocupado por fios de idêntica seção de cobre. A isolamento utilizada atualmente, esmalte, nos fios de cobre representa 22% do espaço ocupado pela isolamento de algodão utilizada nos primórdios para isolamento do fio de cobre.

Figura 1.2 - Espaço ocupado por fios com diversos tipos de isolamento



Fonte: WEG Equipamentos Elétricos S.A.

De acordo com [28,79] motores de alto rendimento são caracterizados por:

- chapas magnéticas de melhor qualidade;
- maior volume de cobre;
- enrolamentos especiais;
- núcleos do rotor e estator tratados termicamente;
- desenho das ranhuras;

- maiores barras e anéis de curto-circuito;
- melhor desenho da ventilação;
- redução do entreferro.

Todos os fatores supracitados, bem utilizados, auxiliam na redução das perdas do motor e, portanto, no ganho de rendimento.

Os rendimentos são determinados a partir das medições de perdas através da realização de ensaios em laboratório. Cabe salientar que para estudos comparativos os mesmos métodos de medição e de cálculo devem ser usados para cada caso. Conforme [31] por esse motivo, as diversas perdas e as condições de sua medição são definidas com rigor pelo *American National Standards Institute* (ANSI), pelo *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE) e pela *National Electrical Manufacturers Association* (NEMA) e no Brasil pela Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT).

Além da importância das perdas no rendimento das máquinas, a sua análise é importante também por outros dois motivos de acordo com [18]:

1. As perdas influenciam o aquecimento da máquina e consequentemente a potência de saída nominal que pode ser obtida sem deterioração do isolamento; e
2. As componentes de queda de tensão e corrente associadas às perdas devem ser levadas em consideração apropriadamente em um modelo da máquina.

De maneira geral, as perdas são divididas em:

- perdas mecânicas (atrito e ventilação);
- perdas no ferro (histerese, foucalt e por excesso, essas últimas geralmente não consideradas no cálculo);
- perdas Joule no estator e no rotor;
- Perdas suplementares.

De todas as perdas citadas, as perdas suplementares, também conhecidas como perdas adicionais, são as que apresentam maior discussão científica na atualidade quanto à sua origem e à sua medição [49].

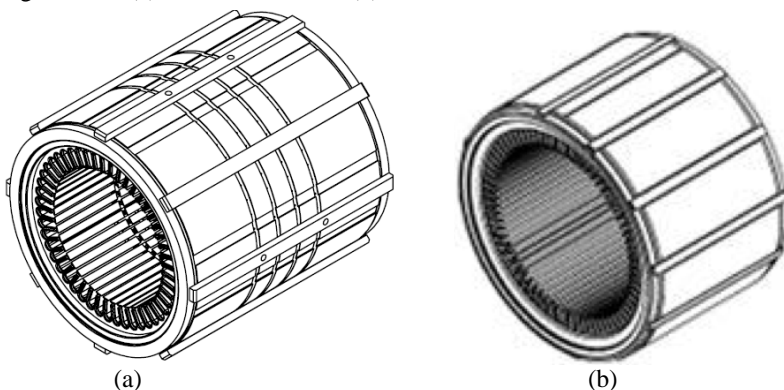
Nesse contexto, o trabalho proposto tem como objetivo principal verificar a influência das perdas adicionais geradas pela circulação de corrente nos tirantes do estator no desempenho dos motores de indução trifásicos.

Nesta dissertação pretende-se, a partir da simulação indireta da tensão induzida nos tirantes do estator através de análises 2D e 3D em

elementos finitos, analisar a influência dos tirantes externos ao pacote do estator, assim como dos tirantes embutidos no pacote do estator, e traçar um comparativo entre ambos.

As figuras 1.3 (a) e 1.3 (b) ilustram ambos os métodos de fixação do pacote do estator.

Figura 1.3 – (a) Tirantes externos (b) Tirantes embutidos



Fonte: WEG Equipamentos Elétricos S.A., 2012.

A dissertação é dividida em seis capítulos, sendo que o primeiro capítulo apresenta a introdução do trabalho, posicionando o problema e discorrendo sobre a proposta e objetivos da dissertação.

O segundo capítulo discute as perdas existentes nas máquinas de indução, separando-as em perdas Joule, perdas no ferro, perdas mecânicas e perdas suplementares;

No terceiro capítulo é abordado o conceito de fixação dos pacotes do estator.

O capítulo quatro analisa resultados de simulações das perdas nos tirantes do estator através de análises 2D e 3D em elementos finitos, apresentando os modelos analítico e numérico do problema e dois estudos de caso analisados, sendo um estudo de caso com tirantes externos e um estudo de caso com tirantes embutidos no estator.

O capítulo cinco, em continuidade, explora análises práticas das perdas nos tirantes do estator a partir de ensaios realizados em laboratório, além de discutir a metodologia utilizada durante os ensaios.

Por fim, o capítulo seis apresenta a conclusão do trabalho.

## 2. PERDAS NAS MÁQUINAS DE INDUÇÃO

### 2.1. INTRODUÇÃO

Da lei de conservação de energia sabe-se que a potência útil de uma máquina é sempre menor que sua potência de entrada por uma quantia igual às perdas de potência e há sempre alguma perda associada ao processo [23]. A razão da potência de saída pela potência de entrada nos fornece o que é conhecido por eficiência de uma máquina elétrica e é definida por:

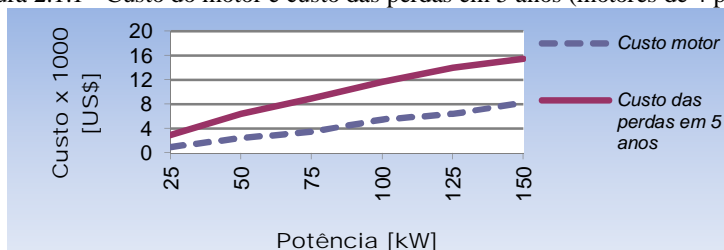
$$\eta = \frac{P_{sai}}{P_{entr}} = \frac{P_{entr} - P_{perdas}}{P_{entr}} \quad (2.1.1)$$

A fim de prevenir sobreaquecimento, o calor dissipado em uma máquina deve ser retirado e liberado na atmosfera por um sistema de resfriamento usando um gás (mais frequentemente o ar) como meio refrigerante [40].

Apesar de serem consideradas máquinas eficientes, as máquinas de indução trifásicas (MIT), apresentam vários tipos de perdas que, em geral, se dividem em perdas fixas, que não dependem do carregamento, e variáveis, as quais dependem do carregamento [24].

É importante salientar que ao longo da vida útil da máquina, as perdas podem assumir um valor mais elevado do que o próprio custo de aquisição da máquina, elevando dessa forma a importância da utilização de máquinas elétricas com alta eficiência. A figura 2.1.1 retrata a evolução dos custos do motor e das perdas ao longo de cinco (5) anos.

Figura 2.1.1 - Custo do motor e custo das perdas em 5 anos (motores de 4 pólos)



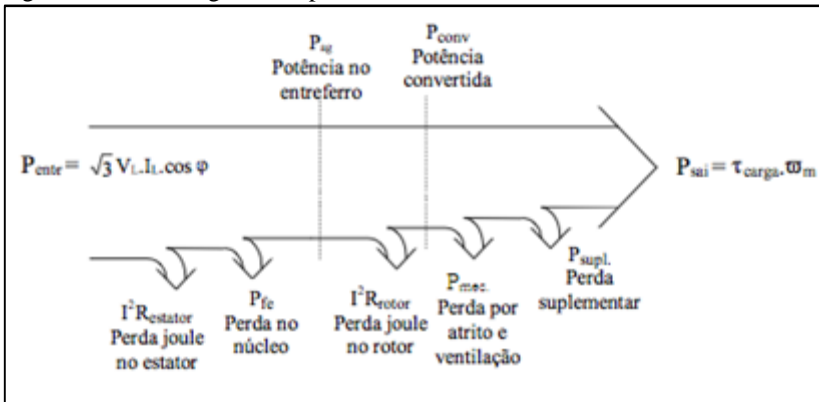
Fonte: Revista Eletricidade Moderna Ano XXVI, n° 295, Outubro de 1998.

As perdas que ocorrem nas máquinas de corrente alternada podem ser divididas em quatro categorias básicas [23]:

- perdas elétricas ou perdas no cobre;
- perdas no núcleo;
- perdas mecânicas;
- perdas suplementares.

A Figura 2.1.2 a seguir apresenta um fluxograma das perdas inerentes ao funcionamento de uma máquina de indução, incluindo a indicação da parte da máquina onde elas ocorrem.

Figura 2.1.2 – Fluxograma de potência da MIT



Fonte: Shindo, 2003.

O diagrama representa o fluxo de potência desde os terminais do enrolamento do estator ( $P_{\text{entr}}$ ) até a potência mecânica entregue à carga ( $P_{\text{sai}}$ ), destacando as perdas existentes durante o processo.

A seguir apresentar-se-á uma discussão sobre as categorias de perdas supracitadas.

## 2.2. PERDAS JOULE

As perdas Joule são as perdas relativas aos elementos condutores das máquinas devido à resistência dos mesmos. Os condutores de uma MIT estão localizados no estator e no rotor.

As perdas Joule no estator são as perdas mais representativas, estimadas entre 25 e 40% das perdas em condições nominais, sendo dependentes da seção dos condutores e do comprimento das bobinas.

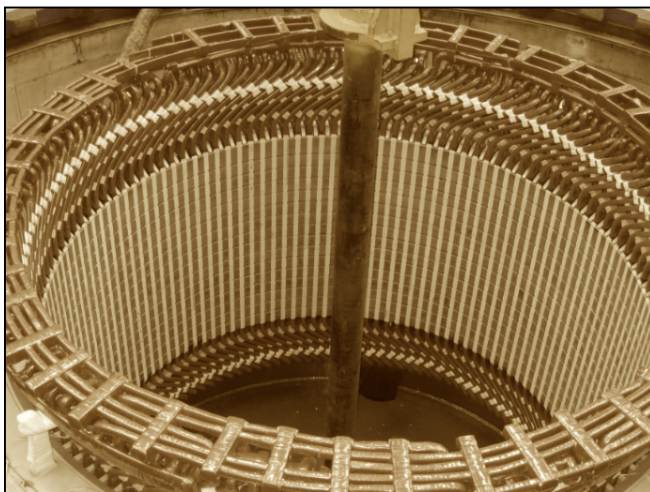
No estator, os condutores são geralmente de fios de cobre, dentre outros fatores, dependendo da tensão da máquina, podem ser usados fios de seção circular, os quais, por sua vez, formam os



enrolamentos denominados enrolamentos randômicos, ou então fios retangulares, os quais constituem as bobinas conhecidas como bobinas pré-formadas. Conforme a tensão nominal da máquina, os condutores podem ser apenas esmaltados (baixa tensão) ou cobertos com camadas de fita de mica (média e alta tensão) visando ao aumento da isolamento.

Os enrolamentos são distribuídos em três conjuntos iguais de bobinas, uma para cada fase, e são inseridas nas ranhuras do núcleo magnético, devidamente amarradas e posteriormente impregnadas com resina epóxi ou poliéster para permitir maior rigidez mecânica e dielétrica [4]. A Figura 2.2.1 abaixo mostra o arranjo dos enrolamentos nas ranhuras do núcleo magnético do estator.

Figura 2.2.1 – Enrolamentos do estator



Fonte: WEG Industries India Pvt Ltd., 2012.

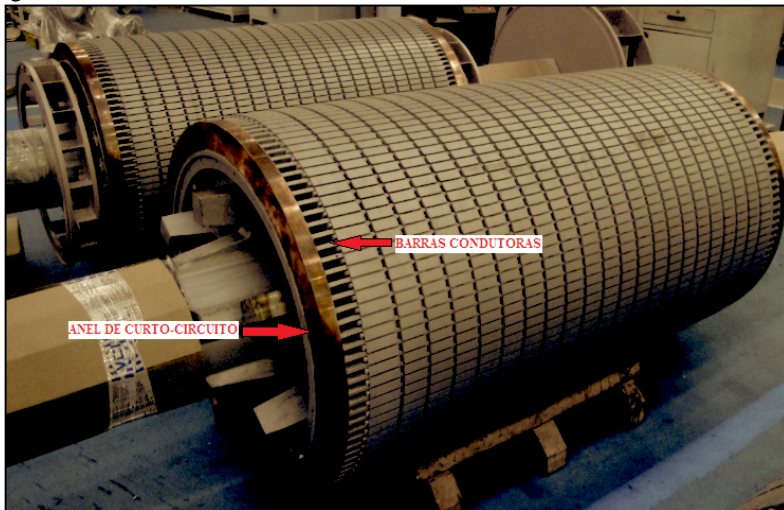
As perdas Joule no rotor representam entre 15 e 25% das perdas e ocorrem nas barras e anéis do rotor. São dependentes do material utilizado nas barras e de seus comprimentos e seção. Os condutores do rotor de uma máquina de indução, na maioria dos casos, são barras de cobre ou alumínio<sup>2</sup> inseridas diretamente no núcleo e com as extremidades curto-circuitadas na parte final do rotor (anéis de curto-

---

<sup>2</sup> Devido às dificuldades encontradas no processo, barras de alumínio são utilizadas apenas para motores de menor torque nominal. Para máquinas de maior torque nominal, podem ser usados rotores de alumínio, porém, é realizado o processo de injeção e/ou centrifugação do mesmo.

circuito). A Figura 2.2.2 mostra uma representação do rotor do tipo gaiola de esquilo.

Figura 2.2.2 – Condutores do rotor



Fonte: WEG Industries India Pvt. Ltd., 2012.

As perdas elétricas em uma máquina podem ser efetivamente reduzidas com a utilização de materiais condutores com a menor resistividade possível. Atualmente, a melhor escolha técnica-econômica são fios de cobre com seção circular ou retangular e com uma baixa taxa de impureza.

A segunda opção mais utilizada é o alumínio. Porém, sua resistividade é cerca de 60% maior do que a resistividade do cobre. A resistividade do cobre e do alumínio a 20°C são, respectivamente,  $1,72 \times 10^{-8} \Omega \cdot m$  e  $2,8 \times 10^{-8} \Omega \cdot m$ .

A resistividade de um material condutor varia de material para material, e sua resistência depende de sua geometria conforme a expressão (2.2.1):

$$R = \frac{\rho \cdot l}{s} \quad (2.2.1)$$

Onde,

R - resistência do material, [ $\Omega$ ];

$\rho$  - resistividade do material, [ $\Omega \cdot m$ ];

$l$  - comprimento do material, [m];

$S$  - área do material, [m<sup>2</sup>].

A resistência dos materiais condutores é afetada pelos fatores discutidos a seguir.

### 2.2.1. Temperatura

Uma das propriedades físicas dos metais é a sua suscetibilidade à deformação quando submetido a um determinado aumento de temperatura. A deformação linear a que os metais estão sujeitos é caracterizada pelo coeficiente de dilatação linear ( $\alpha$ ), que representa o alongamento por unidade linear do material ( $\Delta l/l_0$ ) por variação de temperatura a que o material for submetido ( $\Delta T$ ) e pode ser obtido por:

$$\alpha = \frac{\Delta l}{l_0 \Delta T} \quad (2.2.1.1)$$

Onde,

$\alpha$  – coeficiente de dilatação linear, [°C<sup>-1</sup>];

$\Delta l$  – variação do comprimento, [m];

$l_0$  – comprimento inicial, [m];

$\Delta T$  – variação de temperatura, [°C].

A tabela 2.2.1.1 apresenta os valores do coeficiente de dilatação linear para alguns materiais.

Tabela 2.2.1.1 - Coeficientes de dilatação linear

<b>Material</b>	<b><math>\alpha</math> (°C<sup>-1</sup>)</b>
Alumínio	$2,4 \times 10^{-5}$
Latão	$2,0 \times 10^{-5}$
Prata	$1,9 \times 10^{-5}$
Ouro	$1,4 \times 10^{-5}$
Cobre	$1,4 \times 10^{-5}$
Ferro	$1,2 \times 10^{-5}$
Aço	$1,2 \times 10^{-5}$

De forma semelhante é obtido o coeficiente de variação de temperatura, o qual representa a variação da resistência ( $\Delta R/R_1$ ) em

função da variação de temperatura ( $\Delta T$ ) a que o material for submetido e é dado pela expressão (2.2.1.2):

$$\alpha_t = \frac{\Delta R}{R_1(\Delta T)} = \frac{R_2 - R_1}{R_1(T_2 - T_1)} \quad (2.2.1.2)$$

Onde,

$\alpha_t$  – coeficiente de variação de temperatura, [ $^{\circ}\text{C}^{-1}$ ];

$R_1$  – valor da resistência na temperatura  $T_1$ , [ $\Omega$ ];

$R_2$  – valor da resistência na temperatura  $T_2$ , [ $\Omega$ ];

$\Delta T$  – variação de temperatura ( $T_2 - T_1$ ), [ $^{\circ}\text{C}$ ].

A tabela 2.2.1.2 apresenta os valores do coeficiente de temperatura para alguns materiais.

Tabela 2.2.1.2 - Coeficientes de temperatura a 20° C

<b>Material</b>	<b><math>\alpha_t</math> (<math>^{\circ}\text{C}^{-1}</math>)</b>
Alumínio	$3,6 \times 10^{-3}$
Cobre	$3,9 \times 10^{-3}$
Aço	$5,0 \times 10^{-3}$
Prata	$3,8 \times 10^{-3}$
Carbono	$-0,5 \times 10^{-3}$

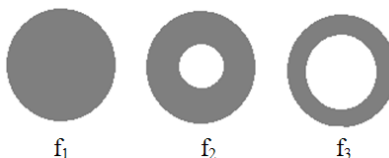
Aplicando o coeficiente de temperatura do cobre na equação (2.2.1.2), verificamos que a cada variação de 10° C a que o os condutores de cobre são submetidos sua resistência é acrescida em 3,9% do valor na temperatura inicial ou 39% a cada 100° C de variação na temperatura inicial.

## 2.2.2. Efeito pelicular ou Efeito Kelvin

O efeito pelicular, ou efeito Kelvin, é a tendência da corrente alternada de se distribuir dentro de um condutor, sendo a densidade de corrente maior nas periferias do condutor.

A figura 2.2.2.1 ilustra a distribuição da corrente em um determinado condutor cilíndrico em função da frequência aplicada. Sendo  $f_3 > f_2 > f_1$ . A frequência  $f_1$  é igual a zero ou em corrente contínua.

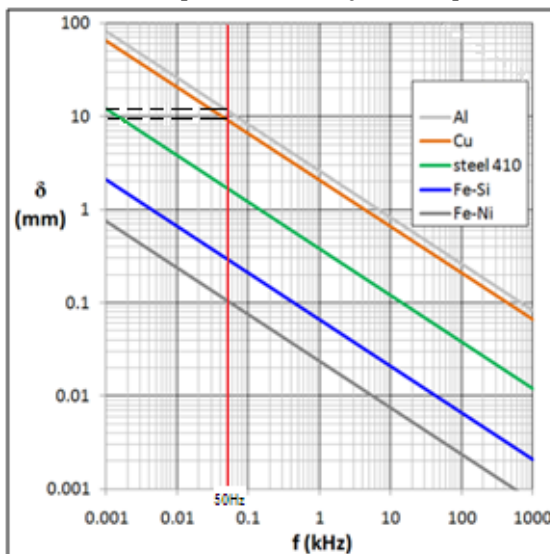
Figura 2.2.2.1 – Distribuição da corrente em função do efeito pelicular na seção do condutor cilíndrico



No efeito pelicular à medida que a frequência aplicada no condutor aumenta, este efeito torna-se mais significativo, ao ponto de não passar mais corrente pelo centro do condutor, apenas nas regiões periféricas do mesmo.

A figura 2.2.2.2 representa a profundidade pelicular em função da frequência para alguns materiais. Conforme pode ser verificado na figura 2.2.2.2, na frequência de 50Hz o cobre e o alumínio apresentam uma profundidade elétrica de aproximadamente 10,5mm e 13,6mm respectivamente.

Figura 2.2.2.2 – Profundidade pelicular em função da frequência



Fonte: Wikipedia, 2012.

Dessa maneira, o efeito pelicular leva a variações na impedância indutiva e, como consequência, na distribuição da densidade de corrente sobre a seção dos condutores [40], concentrando a corrente

na periferia do condutor. Esta distribuição não uniforme da corrente faz com que a resistência em corrente alternada se torne maior [4]. Dessa forma, quanto maior a seção transversal do condutor e/ou sua frequência, maior será a influência do efeito pelicular sobre a resistência do condutor.

A resistência em corrente alternada, ou “CA”, de um condutor é inversamente proporcional à profundidade pelicular do material, ou seja, quanto mais intenso o efeito pelicular maior a resistência elétrica do condutor.

De acordo com [65] a corrente em um determinado condutor pode ser expressa através da equação abaixo:

$$I = V/(R^2 + \omega^2 L^2)^{1/2} \quad (2.2.2.1)$$

Onde,

$I$  – corrente no condutor, [A];

$V$  – tensão, [V];

$R$  – resistência elétrica do material condutor, [ $\Omega$ ];

$\omega$  – frequência angular, [rad/s];

$L$  – indutância do condutor, [H/m].

Dessa forma, para baixas frequências, o termo  $\omega L$  é pequeno comparado com a resistência e, portanto,  $I = V/R$  (aproximadamente).

Para altas frequências o termo  $\omega L$  é grande comparado com a resistência  $R$  e, portanto,  $I = V/\omega L$  (aproximadamente). Nessa condição, a diferença entre a indutância na periferia do condutor e em seu centro torna-se importante, pois, devido ao efeito pelicular a área efetiva do condutor é reduzida ocasionando o aumento da resistência “CA” do condutor e consequentemente o aumento das perdas Joule.

No caso dos enrolamentos do motor de indução, a maior influência deste efeito recai sobre os enrolamentos do estator de motores de potência elevada, bem como sobre as barras do rotor, que possuem seções transversais significativas mesmo nos motores de baixa potência.

### 2.2.3. Efeito proximidade

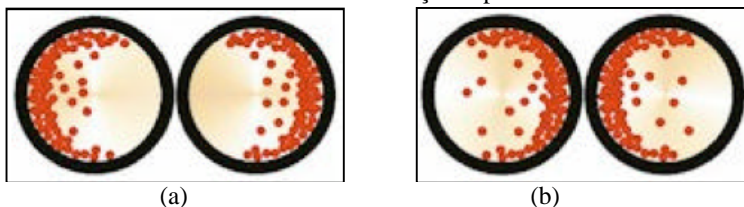
O efeito proximidade também está associado ao aumento da resistência “CA” do condutor, assim como aos campos magnéticos de condutores próximos um ao outro.

Tal efeito aumenta consideravelmente a resistência “CA” do condutor adjacente quando comparada à sua resistência “CC”. Assim como o efeito pelicular, o aumento da frequência eleva a intensidade do efeito proximidade.

Supondo-se que em um determinado par de condutores a corrente circula na mesma direção, as metades próximas dos condutores serão cortadas por um fluxo magnético maior do que na metade oposta dos mesmos. Consequentemente a distribuição de corrente será desigual no condutor e uma grande parte da corrente circulará nas metades remotas dos condutores, conforme figura 2.2.3.1 (a).

Caso a corrente em cada condutor circule em direções opostas, as metades mais próximas irão carregar a maior parte de densidade de corrente, conforme figura 2.2.3.1 (b).

Figura 2.2.3.1 – (a) Condutores com corrente circulando na mesma direção; (b) Condutores com corrente circulando em direções opostas.



Fonte: Sharif, 2012.

Em transformadores e indutores, o efeito proximidade é predominante sobre o efeito pelicular. Em motores esse efeito é menos significativo, principalmente nas barras do rotor.

#### 2.2.4. Cálculo das perdas resistivas

A expressão (2.2.4.1) mostra o cálculo das perdas Joule do estator. O cálculo das perdas resistivas do estator, de acordo com as normas técnicas, é feito da seguinte forma:

$$P_{J1} = 3 \cdot I_{f1}^2 \cdot R_{CC} \quad (2.2.4.1)$$

Onde,

$P_{J1}$  – perdas Joule no estator, [W];

$I_{f1}$  - corrente estatórica de fase, [A];

$R_{CC}$  - resistência CC de fase do estator corrigida para temperatura ambiente especificada, [ $\Omega$ ].

A medição da resistência  $R_{CC}$ , por norma (IEEE-112, IEC), é realizada com o motor desligado e com os enrolamentos em temperatura ambiente.

Em função da resistência variar em função da temperatura, o valor medido de  $R_{CC}$  é corrigido de acordo com a seguinte expressão:

$$\frac{R_T}{R_t} = \frac{k + \theta_T}{k + \theta_t} \quad (2.2.4.2)$$

Onde,

$R_T$  - resistência a quente, [ $\Omega$ ];

$R_t$  - resistência a frio, [ $\Omega$ ];

$\theta_T$  - temperatura medida correspondente a  $R_T$  [ $^{\circ}\text{C}$ ];

$\theta_t$  - temperatura medida correspondente a  $R_t$  [ $^{\circ}\text{C}$ ];

$k$  - 234,5 para enrolamentos de cobre, e 225 para enrolamentos de alumínio.

Quando é impossível realizar a medição da temperatura do enrolamento da máquina, por exemplo, para máquinas em operação e apresentando defeitos nos sensores de temperatura instalados nos enrolamentos do estator, a resistência medida deve ser corrigida baseando-se na tabela de temperatura de operação por classe de isolamento apresentada a seguir.

Tabela 2.2.4.1 - Temperatura de operação por classe de isolamento

Classe de Isolamento	Temperatura [ $^{\circ}\text{C}$ ]
A	75
B	95
F	115
H	130

As perdas Joule rotóricas são mais laboriosas para serem estabelecidas devido à inexistência de acessos para medição da corrente e da resistência exigida para o cálculo imediato da potência dissipada.



As perdas no rotor são obtidas a partir da potência do entreferro ( $P_{ag}$ ) e do escorregamento da máquina de acordo com a expressão (2.2.4.3):

$$P_{J2} = sP_{ag} \quad (2.2.4.3)$$

Em que,

$$P_{ag} = P_{entr} - P_{J1} - P_{Fe} \quad (2.2.4.4)$$

Onde,

$P_{J2}$  – perdas Joule no rotor, [W];

$s$  – escorregamento, [pu];

$P_{ag}$  – perdas no entreferro, [W];

$P_{Fe}$  – perdas no ferro, [W];

Com exceção das perdas no ferro ( $P_{Fe}$ ) que serão discutidas na seção seguinte, todas as outras perdas necessárias para o cálculo da potência no entreferro ( $P_{ag}$ ) já foram analisadas anteriormente.

## 2.3. PERDAS NO FERRO

As perdas no ferro são as perdas que ocorrem devido à variação do fluxo magnético no tempo. São separadas em perdas clássicas (perdas por histerese e por corrente parasita) e perdas anômalas (excedentes).

Para compreendermos os diferentes tipos de perdas no ferro, primeiramente, devemos conhecer o conceito de domínios magnéticos e ciclos histeréticos.

### 2.3.1. Domínios magnéticos e ciclos histeréticos

No interior de um material ferromagnético, os momentos magnéticos de cada átomo ordenam-se de forma a minimizar a energia total do sistema. Essa mínima energia é obtida com o aparecimento de sub-regiões denominadas domínios magnéticos<sup>3</sup> [30].

Os domínios magnéticos são pequenos volumes onde um determinado número de *spins*<sup>4</sup> estão alinhados na mesma direção na

---

<sup>3</sup> A existência dos domínios faz parte do trabalho do físico francês Pierre Weiss (1865-1940). As paredes dos domínios são por isso por vezes chamadas de paredes de Weiss ou paredes de Bloch, devido ao físico suíço Felix Bloch, prêmio nobel da física em 1952 [73].

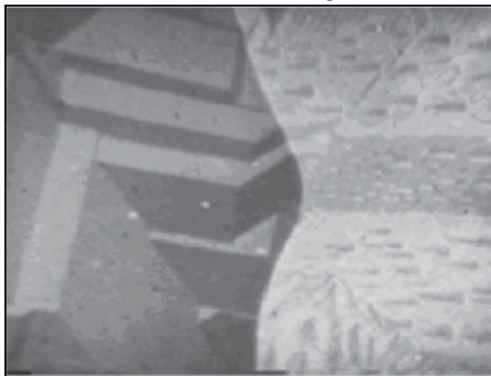
<sup>4</sup> O termo spin é relacionado às prováveis orientações que partículas subatômicas carregadas como prótons, elétrons e alguns núcleos atômicos podem exibir quando imersas em um campo magnético.

ausência de campos exteriores e são mantidos assim por forças de ligação atômicas.

Apesar de terem dimensões milimétricas (entre 0,001 e 1mm de largura) sua existência pode ser medida e fotografada, como pode ser observada na figura 2.3.1.1 a estrutura de domínios em dois grãos vizinhos, a qual mostra que há um acoplamento entre domínios de um grão e outro, havendo uma continuidade das paredes de domínio através dos contornos do grão. As interfaces entre os domínios magnéticos medem centenas de nanômetros e são denominadas “paredes de domínios magnéticos” [47].

Ciclos de histerese são obtidos quando é aplicado ao material um campo magnético cíclico  $H$  e registrando-se a variação que se seguiu da magnetização  $M$  ou a indução magnética  $B$  na direção do campo. A figura 2.3.1.2 apresenta o ciclo de histerese, mostrando a evolução dos domínios magnéticos no decorrer do ciclo.

Figura 2.3.1.1 – Estrutura de domínios em dois grãos vizinhos

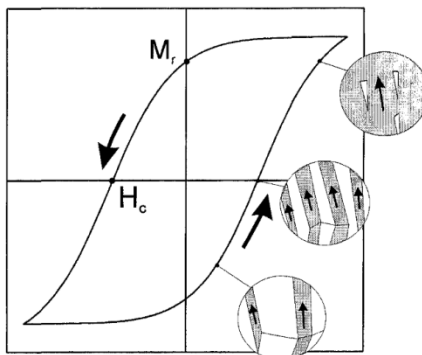


Fonte: Landgraf, 2002.

A curva de histerese magnética é a representação mais eficiente das propriedades de materiais ferromagnéticos. A partir da mesma é possível determinar praticamente todos os valores magnéticos relevantes do material: permeabilidade, coercividade, remanência e perdas magnéticas.

A permeabilidade magnética é a medida da capacidade do material favorecer a formação de um campo magnético, ou seja, é o grau de magnetização que um material obtém em resposta a um campo magnético aplicado.

Figura 2.3.1.2 – Representação esquemática do ciclo de histerese e seus domínios magnéticos



Fonte: Bertotti, 1988.

A relação entre o campo magnético e o campo magnetizante resulta na obtenção da permeabilidade magnética, representada pela expressão (2.3.1.1).

$$\mu = \frac{B}{H} \quad (2.3.1.1)$$

Onde,

$B$  – campo magnético, [T];

$H$  – campo magnetizante, [A/m];

$\mu$  - permeabilidade magnética, [H/m].

A permeabilidade magnética relativa típica do aço ferromagnético está na faixa de 2000 a 6000 [46].

A remanência  $M_r$  representa a densidade de fluxo que permanece atuando em uma estrutura magnética fechada desse material, como na figura 2.3.1.2, quando a força magnetomotriz, FMM, aplicada é reduzida a zero [23].

A coercividade (campo coercitivo) do material é dada pelo campo necessário para levar a magnetização do valor remanente para zero. O campo coercitivo mede a ordem de magnitude do campo que deve ser aplicado ao material em ordem reversa à sua magnetização. É representado por  $H_c$  na figura 2.3.1.2.

### 2.3.2. Perdas por histerese

A palavra histerese deriva do termo que significa retardo em grego antigo, indicando a tendência de um material ou sistema conservar suas propriedades na ausência do estímulo que as gerou [57].

A perda por histerese é a energia requerida para realizar a reorientação de seus domínios magnéticos durante cada ciclo do campo magnético aplicado ao núcleo ferromagnético [23]. Esta energia necessária para realizar este deslocamento é dissipada em forma de calor.

A perda por histerese pode ser representada pela variação da energia armazenada no circuito magnético ( $W_h$ ) durante todo o ciclo de histerese. Esta energia é dada pela expressão [10]:

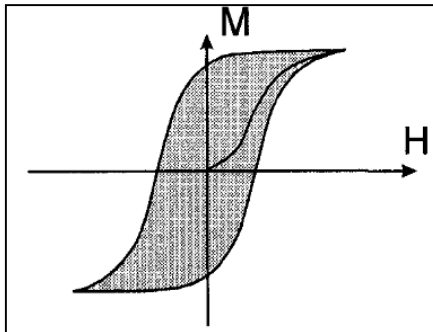
$$W_h = \frac{1}{m_v} \oint H \frac{dB}{dt}, \quad (2.3.2.1)$$

Onde,

$W_h$  – energia histerética, [W/kg];

$m_v$  – massa específica, [kg/m³].

Figura 2.3.2.1 – Ciclo de histerese



Fonte: Bertotti, 1998.

A fim de evitar a necessidade de cálculos computacionais para o cálculo da área do ciclo de histerese, Steinmetz determinou uma fórmula empírica para o cálculo da perda por histerese baseada em estudos experimentais de acordo com a expressão (2.3.2.2).

$$W_h = k_h B_{max}^n, [W/m^3] \quad (2.3.2.2)$$

Onde,

$k_h$  – constante característica do núcleo do material;

$B_{max}$  – densidade de fluxo máximo;

$n$  – expoente de Steinmetz.

Sendo que a constante  $k_h$  depende do material e do sistema de unidades utilizado, o expoente  $n$  depende apenas do material e varia entre 1.4 a 1.8 para lâminas de aço silício (valor típico igual a 1.6) [44].

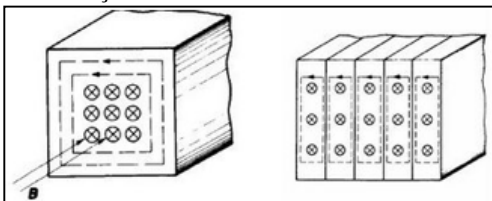
A curva de histerese é medida em uma frequência baixíssima, conhecida como operação quase estática ( $f \ll f_0$ ) [10]. Conclui-se, portanto, que quando o fluxo magnético no interior do material é homogêneo, as perdas por histerese no ciclo não dependem da frequência de excitação [4] e são medidas em um regime quase estático em torno de 1Hz ou menos. Importante salientar que nessa faixa de frequência as perdas por correntes parasitas são desprezíveis.

### 2.3.3. Perdas por correntes parasitas (ou correntes de Foucault)

Corrente parasita é o nome dado à corrente induzida em um condutor quando o fluxo magnético através de uma amostra de material condutor varia. Em homenagem ao seu descobridor, Jean Bernard Leon Foucault, tais correntes são também conhecidas por correntes de Foucault.

As perdas por correntes parasitas são geradas através das correntes induzidas no núcleo ferromagnético quando este é percorrido por um fluxo variável no tempo [52]. A figura 2.3.3.1 exemplifica a distribuição das correntes induzidas em lâminas condutoras.

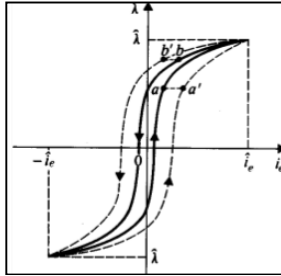
Figura 2.3.3.1 – Distribuição das correntes induzidas nas lâminas



Fonte: D. P Kothari; I. J. Nagrath, 2010.

A curva B-H é alargada devido aos efeitos das correntes parasitas. Tal efeito é ilustrado na figura 2.3.3.2. onde a curva tracejada representa o ciclo histerético com a influência das correntes parasitas e a curva contínua sem a influência das mesmas.

Figura 2.3.3.2 – Efeitos das correntes parasitas na curva de histerese B-H

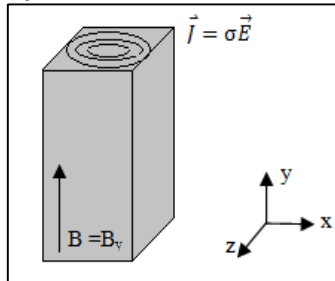


Fonte: D. P Kothari; I J Nagrath, 2010.

Com o propósito de corroborar a existência de perdas por correntes de Foucault em laminações, considerar-se-á uma chapa fina (largura muito maior do que a espessura) sujeita a uma indução magnética variante no tempo.

Para o equacionamento matemático de um modelo para este tipo de perda é considerada apenas indução magnética  $\vec{B}$  na direção y, conforme representado na figura 2.3.3.3 [52]. Como a espessura da lâmina é desprezível em relação à sua largura ( $x \gg z$ ), é levada em consideração apenas a componente x da corrente, a qual será constante para qualquer valor de x.

Figura 2.3.3.3 – Distribuição das correntes induzidas na lâmina



Fonte: Própria, 2013.

A equação do campo elétrico (2.3.3.5) é obtida através da resolução do sistema de equações abaixo:

$$\text{rot} \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2.3.3.1)$$

$$\vec{J} = \sigma \cdot \vec{E} \quad (2.3.3.2)$$

A equação diferencial de Maxwell (2.3.3.1), é também conhecida por “Lei de Faraday” e a equação (2.3.3.2) é popularmente conhecida por “Lei de Ohm”.

Conforme representado na figura 2.3.3.3, o vetor campo elétrico  $\vec{E}$  e o vetor indução magnética  $\vec{B}$  podem ser reescritos como:

$$\vec{E} = E_x(t) \quad (2.3.3.3)$$

$$\vec{B} = B_y(t) \quad (2.3.3.4)$$

$$E_y(t) = \frac{dB(t)}{dt} y + K \quad (2.3.3.5)$$

A equação (2.3.3.5) leva em consideração que não há descontinuidade no campo elétrico nem na densidade de corrente. Portanto é preciso ter  $\vec{E} = 0$  para  $z = 0$  no centro da lâmina, o que consequentemente torna a constante K, determinada pela condição de contorno, igual zero.

A potência dissipada na lâmina por efeito Joule é dada por:

$$P_p = \iiint_v J E_y dv = \iiint_v \sigma E_y^2 dv \quad (2.3.3.6)$$

Onde,

$v$  – volume da lâmina

Sendo,

$l_x$  e  $l_z$  – larguras da lâmina;

$e$  – espessura da lâmina.

E substituindo-se a equação (2.3.3.5) em (2.3.3.6), obtém-se:

$$P_p = \sigma \left( \frac{\partial B_x}{\partial x} \right)^2 \int_0^{l_x} \int_0^{l_z} \int_{-e/2}^{+e/2} y^2 dy dx dz = \frac{\sigma}{12} \left( \frac{\partial B_x}{\partial x} \right)^2 e^2 V \quad (2.3.3.7)$$

Levando em consideração que a indução magnética varia em regime senoidal no tirante e que em se tratando de perdas não é o valor instantâneo, mas sim o médio o mais relevante [57] e dividindo as perdas pelo volume da lâmina, tem-se a expressão que representa a

potência dissipada nas lâminas por correntes induzidas por unidade de volume dadas em  $[W/m^3]$ :

$$P_p = \frac{1}{24} \sigma \omega^2 e^2 B_m^2 \quad (2.3.3.8)$$

A expressão (2.3.3.8) pode ser reescrita em função da constante  $k_f$ :

$$P_p = k_f \sigma \omega^2 e^2 B_m^2 \quad (2.3.3.9)$$

Onde,

$k_f$  - constante para correntes de Foucault;

$B_m$  - indução magnética média, [T].

Uma dedução rigorosa da expressão (2.3.3.9) foi apresentada ainda no século 19 por J.J. Thomson (1892) [76]. A expressão (2.3.3.9) mostra que as perdas parasitas são proporcionais ao quadrado da espessura da laminação e inversamente proporcionais à resistividade do material.

Portanto, caso a espessura seja dobrada, as perdas parasitas se quadruplicarão. Por essa razão, no projeto dos dispositivos eletromagnéticos, o núcleo é dividido em lâminas ou tiras menos espessas. Entre as lâminas é utilizado um revestimento especial de forma que os caminhos de correntes parasitas fiquem limitados a áreas menores [23], conforme representado na figura 2.3.3.1. Para dispositivos eletromagnéticos a espessura da laminação usualmente varia entre 0,3 a 0,5mm [46]. Especificamente, nas máquinas elétricas girantes de grande porte são utilizadas em sua maioria lâminas de 0,5mm.

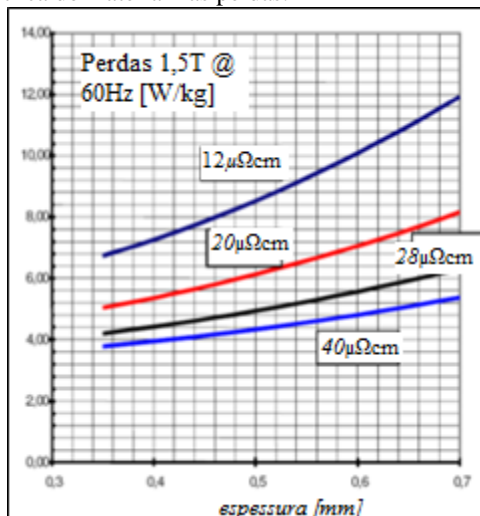
Com o objetivo de aumentar a resistividade do material e consequentemente reduzir as correntes parasitas, é utilizada a inserção de silício (também alumínio ou outras substâncias) ao aço [52].

A figura 2.3.3.4 apresenta o efeito das perdas em função da espessura das lâminas para variadas resistividades dos materiais.

Recentemente foi verificado que a equação empregada para o cálculo das perdas por correntes parasitas não representava a totalidade das perdas detectadas no ferro. Os valores aferidos foram superiores aos previstos levando a uma nova designação de perdas, conhecidas como perdas excedentes (ou anômalas).



Figura 2.3.3.4 – Efeito das perdas em função da espessura das lâminas e da resistividade elétrica do material nas perdas.



Fonte: Santos, J.P. 2005.

#### 2.3.4. Perdas excedentes

As perdas excedentes, também conhecidas por perdas anômalas, representam a parcela de perdas produzidas por correntes parasitas geradas a partir da variação do campo magnético aplicado no material ferromagnético e que não eram calculadas pelo método clássico de modelagem das perdas, sendo em muitos casos maiores que as próprias perdas clássicas [1].

As perdas em excesso são supostamente originadas do excesso de correntes induzidas em decorrência do processo de deslocamento das paredes de domínio que leva a perdas irreversíveis de energia, induzindo correntes parasitas em nível microscópico [1].

Tais perdas dependem de coeficientes de difícil mensuração prática, tais como: tamanho de grão, condutividade elétrica, campo coercitivo, coeficientes empíricos, dentre outros.

Diversos estudos [2,5,12,15,21] foram realizados com o objetivo de determinar a origem das perdas excedentes, assim como sua formulação matemática.

Em 1958, Pry e Bean propõem um modelo para separação de perdas incluindo os efeitos da existência de domínio e de paredes de domínio na microestrutura, resultando na seguinte equação:

$$P_{exc} = (\gamma - 1) \cdot P_p, \text{ com } \gamma \cong 1,63(D/e) \quad (2.3.4.1)$$

Onde,

$P_{exc}$  – perdas excedentes, [W]

$D$  – distância média de equilíbrio entre paredes de domínios, [mm];

$e$  – espessura da lâmina, [mm];

Bertotti [15] sugeriu que as perdas por excesso estariam relacionadas à componente histerética. De acordo com o princípio geral das perdas proposto por Bertotti, pode-se calcular separadamente as perdas por histerese, por correntes parasitas e por excesso empregando-se as equações (2.3.2.2), (2.3.3.7) e (2.3.4.2), a qual é apresentada abaixo:

$$P_{exc}(média)(t) = 8.76 \cdot \sqrt{\sigma \cdot G \cdot V_0} \cdot (f_{max} \cdot B_{max})^{3/2} \quad (2.3.4.2)$$

Onde,

$G$  - coeficiente adimensional que representa o coeficiente de atrito do movimento das paredes dos domínios, onde  $G \approx 0.136$  [15];

$V_0$  - equivale a um campo coercitivo em excesso no processo de magnetização do material [A/m];

$\sigma$  - condutividade elétrica do núcleo de ferro, [ $\Omega$ /m].

A equipe de pesquisadores do Instituto Galileo Ferraris, liderada por E. Bertotti e Fiorillo [47], a fim de determinar as perdas excedentes, definiu uma entidade física, o “objeto magnético” OM, pelo qual a magnetização se inverte [11]. Sua definição se fez necessária porque o deslocamento de uma parede de domínio não ocorre de forma isolada e pode provocar o deslocamento de outros segmentos da mesma parede ou de várias [52].

Analisando a magnetização do material a partir deste conceito e considerando inicialmente que apenas um OM esteja ativo (magnetizado na direção do campo aplicado), tem-se que um aumento da densidade de fluxo (dB/dt) irá requerer um campo em excesso  $H_e(t)$  para contrabalançar o efeito das correntes parasitas em excesso. Quando este campo é suficientemente grande ele irá exercer uma pressão sobre os outros OM para que se tornem ativos e assim por diante até que se tenha uma magnetização homogênea.

O parâmetro  $V_0$  é definido a fim de representar a oposição dos OM's de se tornarem ativos e  $G$  é definido como uma constante que representa o coeficiente de atrito de um OM.

Os valores de  $G$  e de  $V_0$  são de difícil determinação e exigem alta tecnologia. Normalmente são evitados tanto no meio acadêmico como no industrial, no entanto, existem outras formas mais simples para determinação das perdas magnéticas, já que são parâmetros relacionados à microestrutura do material.

Estudos recentes [21] levam em conta observações da estrutura de domínios e da microestrutura em diferentes frequências. Considera-se que existem dois tipos de perdas, a histerética e outra comportando-se como uma fricção dinâmica ( $P_p + P_{exc}$ ).

### 2.3.5. Separação das perdas magnéticas

As perdas mencionadas anteriormente são de difícil mensuração a partir das expressões de cada uma delas.

Para medir cada uma das três componentes de perdas magnéticas deve-se realizar ensaios específicos que possibilitem separar numericamente cada uma das parcelas. A única parcela das três que pode ser medida diretamente é a perda por histerese, considerando que, conforme explicado anteriormente, para baixas frequências (menor que 5Hz) as perdas dinâmicas possam ser desprezadas [51].

As perdas magnéticas em lâminas de aço-silício podem ser medidas de várias formas, sendo algumas delas padronizadas pela Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT) e *International Electrotechnical Commission* (IEC).

Dentre os aparelhos utilizados na caracterização, os principais são: o quadro de Epstein, o *Single Sheet Tester* (SST) e os métodos utilizando transformadores de núcleo toroidal [52].

O quadro de Epstein consiste de quatro solenóides, que em conjunto com o material magnético formam um circuito magnético fechado no formato de um quadrado. As normas ASTM 343 e NBR5161 regem as especificações e procedimentos de teste para o quadro de Epstein. Recomenda-se a utilização do mesmo para frequências entre 25 e 400Hz e número de espiras primárias e secundárias iguais a 700 (setecentas). O teste de Epstein implica a caracterização de perdas no núcleo por histerese e corrente parasitas até uma densidade de fluxo de aproximadamente 1.5T para aço de grãos não orientados (GNO) e 1.8T para aço de grãos orientados (GO) [77]. O teste padronizado com o quadro de Epstein é o mais empregado na análise das perdas magnéticas.

O material magnético a ser testado é colocado no interior dos solenóides, conforme observa-se na figura 2.3.5.1.

Figura 2.3.5.1 – Quadro de Epstein



Fonte: Beckley, 2002

O Teste de Lâmina Única, em inglês, *Single Sheet Test*, consiste em um equipamento onde é introduzida apenas uma lâmina de material. O circuito magnético é fechado pelo próprio aparelho, conforme representado na figura 2.3.5.2. Este ensaio é considerado um método mais prático e rápido que o de Epstein, além de possibilitar a medida da anisotropia do material.

O aparelho de teste de lâmina única apresenta duas configurações principais: com apenas uma bobina de fechamento e com duas bobinas. A figura 2.3.5.3 apresenta as duas configurações.

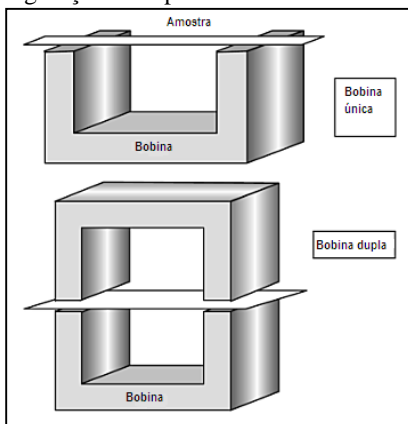
Figura 2.3.5.2 – Aparelho para teste de lâmina única



Fonte: Beckley, 2002.

Para fins comerciais, o aparelho com duas bobinas é mais usado pois, diferentemente do aparelho com uma bobina, o aparelho com duas bobinas mitiga as correntes parasitas que se formam na chapa, obtendo dessa forma uma medida das perdas na chapa mais precisa.

Figura 2.3.5.3 – Configurações do aparelho de teste de lâmina única



Fonte: Beckley, 2002.

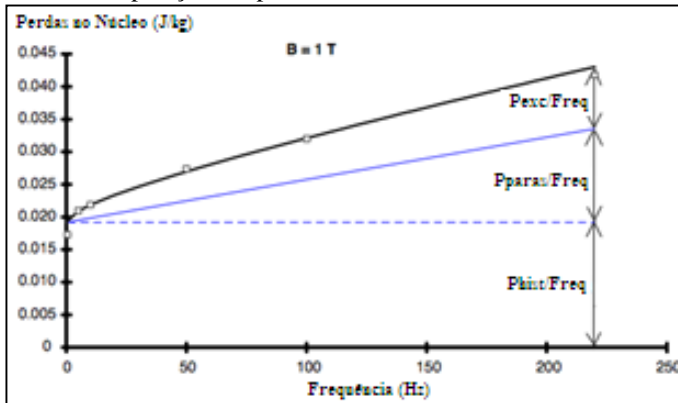
Nos testes de dispositivos com núcleos na forma de toróides (*Ring Core*), representado na figura 2.3.5.4, as amostras previamente preparadas são envolvidas por enrolamentos homogêneos em toda a sua circunferência. Este teste é adequado para análises qualitativas de estatores montados ou de pacotes de lâminas toroidais formando o núcleo magnético [52] e apresenta como desvantagens a dificuldade de obtenção de amostras e a falta da bobina de compensação, presente tanto no quadro de Epstein quanto no teste de lâmina única.

Figura 2.3.5.4 – Ring Core Test



Fonte: Beckley, 2002

A Fig. 2.3.5.5 representa a composição dos tipos de perda magnética em função da frequência: perdas por histerese, por correntes de Foucault e excedentes. Nota-se que se as perdas forem expressas na unidade de Joule ( $J/kg$  ou  $J/m^3$ ), a perda por histerese é constante e a perda por correntes de Foucault é linear em função da frequência.

Figura 2.3.5.5 – Separação das perdas alternadas no núcleo com  $B=1T$ 

Fonte: Zhu, 1993

As perdas magnéticas também têm valor praticamente constante em toda a faixa de carregamento do motor de indução, já que, como foi visto nas expressões das perdas que a compõem, sua variação depende exclusivamente da frequência e do nível da densidade de fluxo. No estator, considerando uma alimentação com frequência e tensão constantes estes valores não se alteram, e no rotor as frequências das correntes induzidas são muito pequenas (frequência de escorregamento) tornando a sua influência nas perdas magnéticas totais muito pequenas.

As perdas no ferro representam de 15 a 25% do total de perdas em operação nominal.

## 2.4. PERDAS MECÂNICAS

As perdas mecânicas nas máquinas de indução são aquelas associadas com os efeitos mecânicos. Há basicamente dois tipos de perdas mecânicas: por fricção e por ventilação.

As perdas por fricção são inerentes às partes rotativas, seja pelo contato com o ar, seja pelo contato com os rolamentos que fazem a conexão com a parte fixa da máquina [19].

As potências dissipadas com a ventilação tem como função principal a dissipação do calor da máquina. Tal dissipação ocorre principalmente sobre as perdas resistivas auxiliando na redução da temperatura da máquina.

Para o motor de indução, estas perdas contribuem de 5 a 15% em relação às perdas totais das máquinas elétricas e são divididas em quatro tipos:

- perdas por atrito nos mancais;
- perdas por atrito do rotor com o ar;
- perdas por atrito provocadas pelos anéis de curto-circuito do rotor com o ar;
- perdas por ventilação.

As perdas mecânicas e do núcleo de uma máquina são frequentemente unidas e são chamadas de perdas rotacionais em vazio. Portanto, medindo a perda na entrada do estator de uma máquina de corrente alternada atuando como motor em vazio, obter-se-á um valor aproximado para essas perdas [23].

#### **2.4.1. Perdas por atrito nos mancais**

Os mancais fazem parte da estrutura mecânica destinada a suportar e servir como guia para o eixo da máquina. De acordo com os esforços exigidos, os mancais podem ser classificados em mancais hidrodinâmicos (buchas) ou de rolamento.

No mancal hidrodinâmico, o eixo rotaciona sobre um filme lubrificante entre o eixo e o mancal. Para mancais de rolamento, como o próprio nome sugere, são os rolamentos que giram entre o eixo e o mancal.

Figura 2.4.1.1 – Mancal hidrodinâmico (ou de bucha)



Fonte: Catálogo Renk, 2012.

As perdas nos mancais estão relacionadas à rotação do eixo, ao diâmetro do eixo, ao tipo de mancal utilizado, às propriedades do lubrificante e à carga imposta ao mancal [1,58].

Os fabricantes de mancais fornecem diretrizes para o cálculo das perdas nos mancais. A SKF [70,71] fornece as equações (2.4.1.1) e (2.4.1.2) para o cálculo das perdas nos mancais.

$$M = 0.5 \cdot \mu_{\text{fricção}} \cdot P \cdot d_{\text{int}} \quad (2.4.1.1)$$

Substituindo-se o resultado da equação (2.4.1.1) em (2.4.1.2) obtém-se as perdas por atrito no mancal.

$$P_{\text{mancal}} = 1.05 \times 10^{-4} \cdot M \cdot n \quad (2.4.1.2)$$

Onde,

$M$  - momento de fricção, [N.m<sup>2</sup>];

$\mu_{\text{fricção}}$  - coeficiente de fricção para o mancal (varia entre 0,001-0,050);

$P$  - carga dinâmica equivalente do mancal, [N];

$d_{\text{int}}$  - diâmetro interno do mancal, [mm];

$P_{\text{mancal}}$  - perdas no mancal, [W];

$n$  - velocidade do eixo, [rpm].

Em máquinas de menor porte é possível manter as perdas em níveis aceitáveis com a utilização de mancais de rolamento lubrificados a graxa. Para máquinas de maior porte é comum o uso de mancais hidrodinâmicos e lubrificados a óleo.

O atrito presente nos mancais foi primeiramente estudado por Petroff em 1883 [67]. Praticamente toda perda por atrito nos mancais é transformada em aumento da temperatura dentro do mesmo. O aumento em demasia da temperatura pode estar relacionado com uma sequência de fatores, dentre eles: eixo do rotor desalinhado, folga interna entre mancal e eixo insuficiente e lubrificante de má qualidade.

Portanto, faz-se necessária manutenção periódica nos mancais das máquinas de forma a evitar que os problemas acima relacionados não originem aumento das perdas na máquina ou até mesmo uma saída de operação da mesma.

## 2.4.2. Perdas por atrito do rotor

As perdas por atrito do rotor são as perdas absorvidas pelo fluido ao redor do rotor, geralmente o ar, como um resultado do movimento entre o rotor e o estator.



Em 1995 Saari [63] elaborou uma equação para as perdas associadas ao atrito do rotor com ar:

$$P_{atr.2} = \frac{1}{32} k_{rug} C_M \pi \rho_{fluido} \omega^3 D_{2ext}^4 l_2 \quad (2.4.2.1)$$

Onde,

$k_{rug}$  - coeficiente de rugosidade (para uma superfície lisa  $k=1$ );

$C_M$  - coeficiente de torque;

$\rho_{fluido}$  - densidade do fluido, [g/cm<sup>3</sup>];

$D_{2ext}$  - diâmetro externo do rotor, [mm];

$l_2$  - comprimento do rotor, [mm].

O coeficiente de torque  $C_M$  é determinado através de medidas e é dependente do número de Reynolds (Re). O coeficiente de torque varia de acordo com as expressões (2.4.2.2) a (2.4.2.5) [58]:

$$C_M = 10 \frac{(2l_{ag}/D_{2ext})^{0.3}}{Re}, \text{ Re} < 64; \quad (2.4.2.2)$$

$$C_M = 10 \frac{(2l_{ag}/D_{2ext})^{0.3}}{Re^{0.6}}, 64 < \text{Re} < 5 \times 10^2; \quad (2.4.2.3)$$

$$C_M = 10 \frac{(2l_{ag}/D_{2ext})^{0.3}}{Re^{0.5}}, 5 \times 10^2 < \text{Re} < 10^4; \quad (2.4.2.4)$$

$$C_M = 10 \frac{(2l_{ag}/D_{2ext})^{0.3}}{Re^{0.2}}, \text{ Re} > 10^4 \quad (2.4.2.5)$$

Onde,

$l_{ag}$  - comprimento do entreferro [mm];

Das equações anteriores observa-se que para minimizar as perdas por atrito do rotor com o fluido interno da máquina, a superfície externa do rotor deve ser a mais regular possível e que essas perdas tornam-se mais significativas com o aumento da velocidade da máquina, assim como, do diâmetro do rotor.

### **2.4.3. Perdas por atrito provocadas pelos anéis de curto-circuito do rotor com o ar**

A perda por atrito com o ar em máquinas elétricas girantes, em inglês *windage loss*, é a potência absorvida pelo ar circulando o rotor, resultante do movimento relativo entre o rotor e o estator. Como essa energia não é convertida em uma energia útil a sua presença reduz a eficiência da máquina. Outra característica indesejável dessas perdas, e muitas vezes a mais importante, é que a potência absorvida é transformada em calor, o qual é responsável pelo aumento de temperatura do rotor.

Os anéis de curto-circuito do rotor também são responsáveis por gerar perdas por atrito com o ar. De acordo com Saari [58] as perdas por atrito nos anéis de curto circuito são dadas por:

$$P_{atr.aneis\ de\ curto} = \frac{1}{64} C_M \rho_{fluido} \omega^3 (D_{2ext}^5 - D_{2i}^5), \quad (2.4.3.1)$$

Onde,

$D_{2i}$ : diâmetro do eixo [mm].

Para esse caso o coeficiente de torque  $C_M$  é dado por [56]:

$$C_M = \frac{3.87}{Re^{0.5}}, \text{ Re} < 3 \times 10^5 \quad (2.4.3.2)$$

$$C_M = \frac{0.146}{Re^{0.2}}, \text{ Re} > 3 \times 10^5 \quad (2.4.3.3)$$

Além das perdas por atrito descritas previamente, devem ser ainda levadas em consideração as perdas por ventilação na análise das perdas mecânicas.

#### 2.4.4. Perdas por ventilação

Em geral as máquinas elétricas girantes possuem um circuito interno de ventilação com o intuito de retirar o calor diretamente das partes ativas da máquina [67].

A função do ventilador no circuito de ventilação é de fornecer energia ao ar de tal maneira que sejam vencidas as resistências à circulação do ar e que seja garantida uma vazão de ar mínima necessária [69], de forma que o calor gerado pelas perdas no interior do equipamento seja dissipado e, dessa maneira, a temperatura da máquina seja mantida dentro dos limites pré-estabelecidos para o projeto.

A figura 2.4.4.1 exemplifica a sistemática do circuito de ventilação de uma máquina elétrica mostrando o sentido de circulação do ar no interior da mesma.

A perda por ventilação é proporcional à vazão do meio refrigerante e da perda de carga desenvolvida, que aumenta com o decréscimo da eficiência da máquina [40].

A rotação da máquina também deve ser levada em consideração no cálculo das perdas por ventilação, pois, caso a máquina opere em uma velocidade abaixo da nominal, o ventilador terá sua capacidade de extrair calor reduzida, podendo acarretar no sobreaquecimento da máquina.

Por ser responsável por dissipar o calor gerado pelas demais perdas, as perdas por ventilação, muitas vezes, são consideradas como indispensáveis ao bom funcionamento da máquina [4].

Figura 2.4.4.1 – Exemplo de circuito de ventilação



Fonte: WEG Equipamentos Elétricos S.A., 2012.

## 2.5. PERDAS SUPLEMENTARES

Passados aproximadamente um século de pesquisas sobre suas origens, métodos para determinação e redução [33], as perdas suplementares ainda são as mais complexas de serem avaliadas analiticamente, assim como serem medidas diretamente, de tal maneira que as principais entidades internacionais de padronização determinam

que o valor das perdas suplementares seja obtido através de valores percentuais da potência de entrada dos motores. De acordo com as normas essas perdas variam entre 0,25% a 1,8% da potência nominal da máquina.

A definição de perdas suplementares pela *British Standard* (BS) -269 – 1927 é dada por: “as perdas suplementares são perdas adicionais, onde quer que ocorram, causadas pela corrente devido a mudanças na distribuição do fluxo e às correntes parasitas”.

Outras normas (IEC, IEEE-112) definem as perdas suplementares como a porção das perdas não consideradas pela soma das perdas mecânicas, perdas Joule (estator e rotor) e as perdas no núcleo.

Diversos estudos reportam as causas e as origens das perdas suplementares [2,5,22,33,42,48].

Essas perdas estão relacionadas às imperfeições construtivas das máquinas e sua maior parcela é em função do fluxo de dispersão, principalmente zig-zag, responsável pelas perdas suplementares de alta frequência, as quais dependem da configuração dos dentes, ranhuras, entreferro e enrolamentos [49].

Pode se destacar ainda fatores adicionais determinantes à ocorrência das perdas suplementares, tais como: limitações das propriedades do núcleo ferromagnético, estrutura geométrica da máquina e imperfeições construtivas e as falhas no isolamento entre barras do rotor [4].

Portanto, tais perdas variam de máquina para máquina de acordo com a concepção utilizada no projeto e com as diferenças de processos de fabricação empregados [2].

Alguns autores [42, 66] dividem as perdas em duas partes. De acordo com [66], as perdas suplementares são separadas em perdas em vazio e perdas sob carga. Enquanto que [42] as classifica como perdas de frequência fundamental e de alta frequência.

Em decorrência dos fatores citados anteriormente, as seguintes perdas podem ser destacadas como suplementares:

- perdas devido ao fluxo de dispersão das ranhuras;
- perdas suplementares de alta frequência (perdas nas superfícies do rotor e do estator e perdas por pulsação);
- perdas no rotor devido ao fluxo de dispersão de faixa de fase;
- perdas no núcleo em motores com barras inclinadas;

- perdas nas partes finais da estrutura da máquina e nos anéis de curto-circuito do rotor.

### 2.5.1. Perdas nos condutores do estator

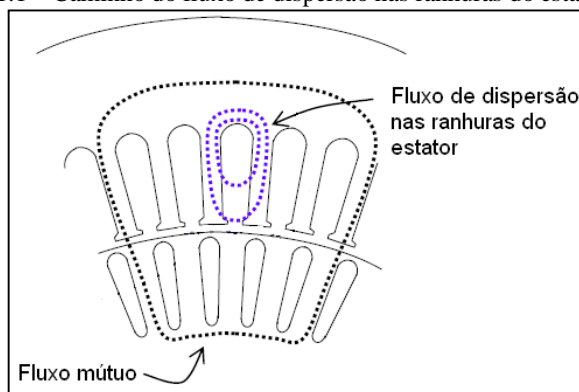
São perdas geradas pelas correntes de Foucault nos condutores do estator devido ao fluxo de dispersão das ranhuras. Dependem da corrente, do carregamento elétrico e da geometria dos condutores das bobinas [80].

O fluxo de dispersão das ranhuras é uma pequena parcela do fluxo magnético total da máquina que não atravessa o entreferro, enlaçando apenas o seu enrolamento de origem [74]. O fluxo de dispersão nas ranhuras atravessa as ranhuras dente por dente, conectando-se com parte dos condutores e retornando ao núcleo conforme mostrado na figura 2.5.1.1, sem cruzar o entreferro.

As correntes de alta frequência e o fluxo disperso podem causar um considerável efeito pelicular e consequentemente aumentar as perdas por correntes parasitas nos enrolamentos.

As perdas por correntes parasitas podem ser reduzidas com um adequado projeto do enrolamento. Reduzindo-se as dimensões dos condutores, reduz-se o percentual de perdas por correntes de Foucault. No entanto, aumenta-se a perda ôhmica.

Figura 2.5.1.1 – Caminho do fluxo de dispersão nas ranhuras do estator



Fonte: Pyrhönen, 2008.

A transposição dos condutores para bobinas com fios retangulares é uma técnica utilizada objetivando a redução tanto da perda ôhmica quanto das perdas devido ao efeito pelicular.

Figura 2.5.1.3 – Condutores transpostos



Fonte: WEG Industries India Pvt Ltd., 2012.

De acordo com [4] a equação (2.5.1.1) permite a obtenção das perdas adicionais devido aos enrolamentos do estator:

$$P_{sup1} = \left[ K_1 + K_2 \cdot \left( \frac{l_c}{l_{tf}} \cdot \frac{d_{fi}}{d_{fni}} \right)^2 \right] \cdot \frac{(\pi f B_{topo} d_{fni})^2}{6\rho} \quad (2.5.1.1)$$

Onde,

$P_{sup.1}$  - perdas adicionais devidas aos enrolamentos do estator;

$K_1$  - fator das perdas causadas pelo efeito pelicular;

$K_2$  - fator das perdas causadas pela circulação de correntes entre os fios do enrolamento;

$l_c$  - comprimento transversal do núcleo [m];

$l_{tf}$  - comprimento total de um fio do enrolamento [m];

$d_{fi}$  - diâmetro de um fio do enrolamento com isolamento [m];

$d_{fni}$  - diâmetro de um fio do enrolamento sem isolamento [m];

$B_{topo}$  - densidade do fluxo de dispersão no topo da ranhura [Wb/m<sup>2</sup>].

A equação (2.5.1.1) considera apenas um condutor isoladamente. A fim de obter-se o valor das perdas suplementares totais devido aos enrolamentos do estator, o resultado final da equação deve ser multiplicado pelo número total de condutores da máquina.

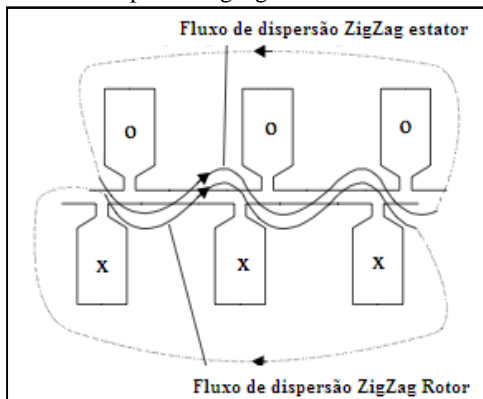
## 2.5.2. Perdas suplementares de alta frequência ou zig-zag

Segundo [42] as perdas suplementares de alta frequência são perdas induzidas no rotor causadas por harmônicos de força magnetomotriz (fmm) produzidos pela corrente de carga do estator, podendo também ser ocasionadas por harmônicos de fmm pela corrente no rotor.

De acordo com [49], as perdas suplementares de alta frequência também podem ser originadas pelo fluxo de dispersão (ou zig-zag) que

percorre os dentes do estator e do rotor, conforme representado pela figura 2.5.2.1.

Figura 2.5.2.1 – Fluxo de dispersão zigzag

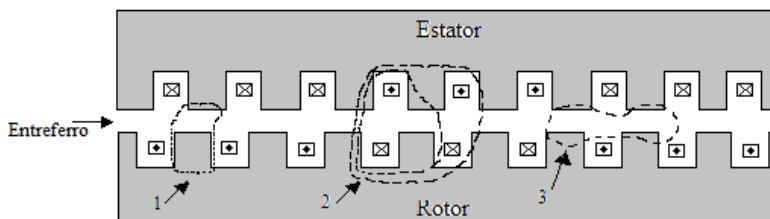


Fonte: Boldea, 2002.

O fluxo de dispersão zig-zag pode ser dividido em três partes, conforme representado na figura 2.5.2.2:

- 1) uma parte do fluxo enlaça um dente do estator;
- 2) a segunda parte do fluxo liga-se a apenas parte dos enrolamentos de uma fase;
- 3) uma última porção se desloca de dente a dente sem se ligar a nenhuma bobina.

Figura 2.5.2.2 – Tipos de fluxo de dispersão



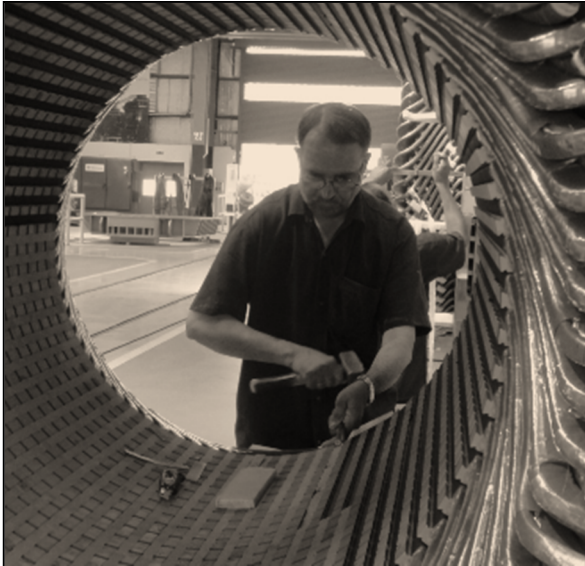
O valor do fluxo zig-zag é diretamente relacionado à geometria das ranhuras, ao comprimento do entreferro e ao passo polar dos enrolamentos [4,18,46].

Ranhuras semi-fechadas, usualmente utilizadas em máquinas de indução, devido à variação da permeância causada pela abertura das

ranhuras apresentam perdas por pulsação elevadas comparadas às ranhuras fechadas [18, 49]. Tal efeito é reduzido com a inserção de cunhas magnéticas conforme representado pela figura 2.5.2.3, as quais apresentam baixa permeabilidade magnética, reduzem a corrente de magnetização da máquina e consequentemente melhoram o desempenho da máquina.

A redução do entreferro acarreta também em maiores perdas suplementares [42]. Em contrapartida há uma redução na corrente magnetizante da máquina, mitigando as perdas Joule. Portanto, o projetista deve contrabalançar ambas as perdas, verificando qual das perdas é mais significativa em seu projeto de forma a reduzir ao máximo as perdas totais, maximizando dessa maneira o desempenho da máquina. A utilização de passo reduzido ao invés de passo pleno na bobinagem da máquina também acarretará em redução das perdas suplementares.

Figura 2.5.2.3 – Inserção das cunhas magnéticas do estator



Fonte: WEG Industries India Pvt. Ltd , 2012.

De acordo com [2,4] a equação para o cálculo das perdas resistivas no rotor devidas ao fluxo de dispersão que cruza o entreferro da máquina (zig-zag) é dada por (2.5.2.1):

$$P_{supzzz} = CmI^2(k_s R_{2b}) \quad (2.5.2.1)$$



Onde,

$P_{supZZZ}$  - perdas resistivas no rotor devido ao fluxo de dispersão que cruza o entreferro (zig-zag);

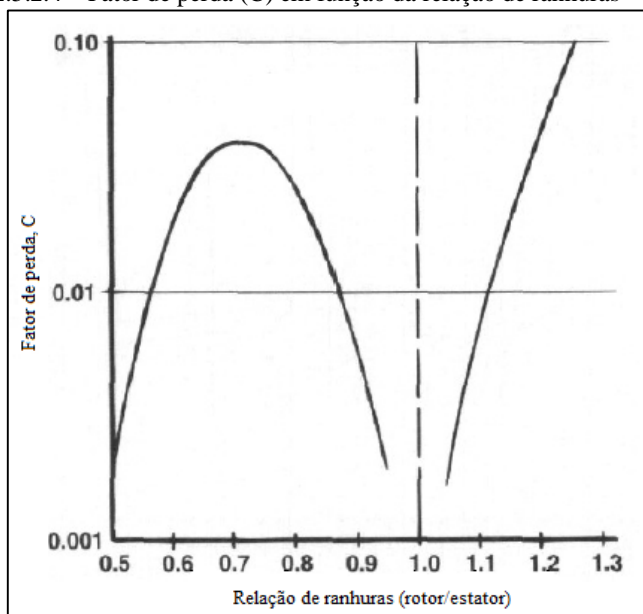
$C$  - fator de perda para harmônicas fundamentais. Representa as perdas provocadas pelas harmônicas de densidade de fluxo em função da relação entre o número de ranhuras do rotor e as do estator. Observa-se na figura 2.5.2.4 os valores típicos dessa constante;

$m$  - número de fases;

$k_s$  - relação do efeito pelicular para as barras do rotor na frequência da ranhura do estator (em velocidade síncrona, é  $2N_1f$ );

$R_{2b}$  - resistência do barramento do rotor referido ao estator, [ $\Omega$ /fase].

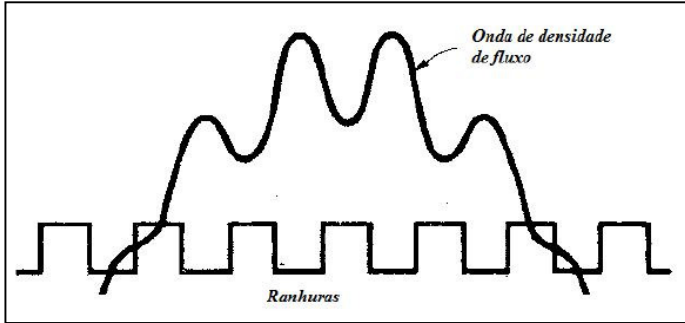
Figura 2.5.2.4 – Fator de perda ( $C$ ) em função da relação de ranhuras



Fonte: Andrade, 2009.

Conforme mencionado anteriormente, as perdas suplementares de alta frequência nas máquinas elétricas, além da componente originada pelo fluxo de dispersão zig-zag, apresentam perdas geradas pela imperfeição da onda de força magnetomotriz.

Figura 2.5.2.5 – Pulsações na densidade de fluxo magnético na região do entreferro



Fonte: Fitzgerald; Kingsley; Umans, 2006.

Tanto a distribuição do fluxo magnético na região do entreferro quanto a distribuição da força magnetomotriz (fmm) apresentam irregularidades em suas formas de onda. A combinação de ambas gera pulsações na densidade de fluxo na região do entreferro, representadas na figura 2.5.2.5, assim como perdas por correntes parasitas na superfície do núcleo do estator e do rotor.

Em 1959, [2] analisou a distribuição de fluxo em torno do entreferro através de uma série de harmônicas, onde as principais componentes (além da fundamental) eram as do estator e a do rotor, proporcionais ao número de ranhuras estator ( $N_1$ ) e número de ranhuras rotor ( $N_2$ ).

Em seu estudo Alger [2] obteve as equações (2.5.2.2) e (2.5.2.3) para as perdas nas superfícies do rotor e do estator em função das pulsações em alta frequência:

$$P_{supZZ2} = 2D_{ag} l_c \left( \frac{I_{rms}}{N_1 I_0} \right)^2 \left( \frac{B_{ag}}{100} \right)^2 C_{s2} \lambda_1 \quad (2.5.2.2)$$

$$P_{supZZ1} = 2D_{ag} l_c \left( \frac{I_{rms}}{N_2 I_0} \right)^2 \left( \frac{B_{ag}}{100} \right)^2 C_{s1} \lambda_2 \quad (2.5.2.3)$$

Onde,

$P_{supZZ1}$  - perdas resistivas no estator devido ao fluxo de dispersão que cruza o entreferro (zig-zag);

$D_{ag}$  - diâmetro do entreferro [m];

$I_{rms}$  - corrente média quadrática da carga do estator [A];

$N_1$  - número de ranhuras no estator;

$N_2$  – número de ranhuras no rotor;  
 $I_0$  – corrente rms a vazio do estator [A];  
 $B_{ag}$  – densidade média do fluxo magnético na área do entreferro [T];  
 $C_{s1}$  – coeficiente de perdas magnéticas no estator [ $W/m^3$ ];  
 $C_{s2}$  – coeficiente de perdas magnéticas no rotor [ $W/m^3$ ];  
 $\lambda_1$  – passo polar das ranhuras do estator [mm];  
 $\lambda_2$  – passo polar das ranhuras do rotor [mm].

De acordo com [2], os valores de  $C_{s1}$  e  $C_{s2}$  podem variar até  $900W/m^3$  em função das frequências das ranhuras do estator e do rotor.

Para máquinas sob condições normais de operação, as perdas por pulsação em alta frequência nos dentes do estator produzidas pelas harmônicas das ranhuras do rotor sobre carga é da ordem de 2 a 3% da parcela das perdas em vazio que ocorrem no dente do estator. Dessa forma, tais perdas são desconsideradas para propostas práticas.

### **2.5.3. Perdas suplementares no rotor devido ao fluxo de dispersão de faixa de fase (phase-belt)**

Da mesma forma que o fluxo de dispersão zig-zag, o fluxo de dispersão de faixa de fase ocorre devido às harmônicas espaciais no entreferro.

As harmônicas de baixa ordem, menores que a primeira harmônica da ranhura  $v = \frac{N_1}{p_1} \pm 1$ , são conhecidas por harmônicas de faixa de fase e também são responsáveis por induzir correntes no rotor [18].

A ordem dessas harmônicas é: 5, 7, 11, 13, 17, 19, em geral,  $6c_1 \pm 1$  (com  $c_1=1,2,3,\dots$ ).

Para os campos das harmônicas de baixa ordem, a impedância do rotor de gaiola é baixa, comparada com a reatância de magnetização quando a máquina opera em velocidade nominal [2].

Praticamente todas as máquinas de indução industriais de grande porte são projetadas com ângulos de faixa de fase de  $60^\circ$ , com raras exceções em  $120^\circ$ .

O passo da bobina do estator é, geralmente, escolhido de forma a reduzir a ordem das harmônicas de faixa de fase.

As harmônicas de faixa de fase produzem um torque negativo, o qual se opõe ao torque principal, gerando consequentemente uma resistência ao movimento do rotor na rotação nominal de operação [36]. A magnitude dessa resistência é proporcional ao quadrado do fator de

distribuição e inversamente proporcional à quarta potência da harmônica.

A quinta e sétima harmônicas são as maiores fontes de reatância de dispersão através do fluxo de dispersão de faixa de fase. Portanto, no projeto de uma máquina elétrica girante, é fundamental que o passo polar seja definido de tal forma a reduzir a quinta e/ou sétima harmônicas, e melhorando consequentemente os parâmetros de desempenho da máquina.

Dessa forma, as perdas suplementares em baixa frequência devidas ao fluxo de dispersão de faixa de fase são dadas pela equação (2.5.3.1):

$$P_{sup.faixa} = mI^2 k_m R_{2b} \left[ \frac{K_{2m-1}^2 + K_{2m+1}^2}{K_1^2} \right] \quad (2.5.3.1)$$

Onde,

$P_{sup.faixa}$  – perdas suplementares devido ao fluxo de dispersão de faixa de fase;

$m$  - número de fases;

$k_m$  – coeficiente de efeito pelicular para rotor de barras na frequência da faixa de fase, que em velocidade síncrona é igual a  $2mf$  ;

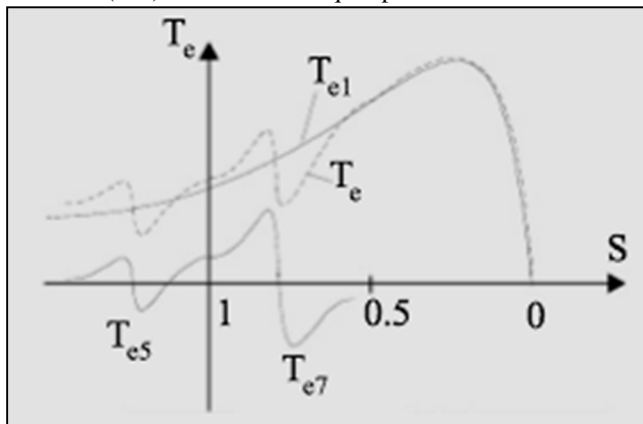
$k_{2m\pm 1}$  - fator de distribuição dos enrolamentos do estator, para a harmônica de ordem  $(2m\pm 1)$ . No caso da máquina trifásica para as harmônicas de 5ª e 7ª ordem;

$k_1$  - fator de distribuição dos enrolamentos do estator para a harmônica fundamental.

A figura 2.5.3.1 representa a curva de torque vs escorregamento da máquina de indução trifásica com a quinta e sétima harmônicas ocasionando torques assíncronos parasitas.

Além da escolha do passo do enrolamento do estator objetivando a redução das harmônicas, para máquinas com gaiola de alumínio, é possível também reduzir as harmônicas inclinando-se as barras do rotor. Porém, como será visto a seguir tais inclinações também originam perdas suplementares no núcleo.

Figura 2.5.3.1 – Torque vs Escorregamento com quinta harmônica ( $T_{e5}$ ) e sétima harmônica ( $T_{e7}$ ) ocasionando torques parasitas.



Fonte: Boldea, 2002.

Cabe, portanto, ao projetista definir qual perda é mais significativa e prejudicial à máquina e contrabalancear ambas de forma a obter o melhor desempenho possível no projeto da máquina.

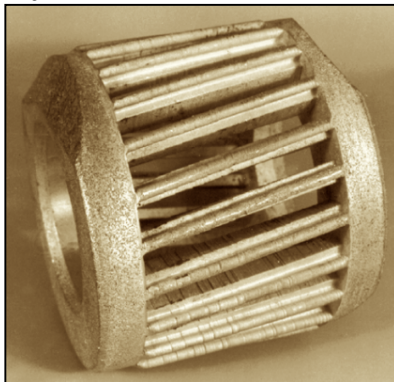
#### 2.5.4. Perdas suplementares no núcleo em motores com barras inclinadas

Os rotores injetados de motores de indução de menor porte são normalmente inclinados de forma a reduzir os efeitos das harmônicas, assim como, o provável ruído acústico devido ao ranhuramento da máquina.

Industrialmente, é comum fabricantes adotarem a inclinação de apenas uma barra do rotor, o que simplifica o processo. Entretanto, em algumas máquinas, o grau de inclinação do rotor pode ser aumentado com o objetivo de eliminar algum torque harmônico em especial.

A inclinação das barras do rotor altera o conteúdo harmônico da máquina. Além disso, as componentes de alta frequência das correntes induzidas nas barras do rotor são atenuadas. Consequentemente, reduzem-se as perdas Joule no rotor. No entanto, deve ser também levada em consideração o efeito da inclinação nas perdas do núcleo.

Figura 2.5.4.1 – Inclinação das barras do rotor



Fonte: Kothari, D.P.; Nagrath, I.J., 2010.

De acordo com [2] as perdas suplementares devido à inclinação das barras do rotor são dadas por:

$$P_{sup.incl} = \frac{\pi^2}{12} \left( \frac{\xi I_2}{N_1 I_0} \right)^2 \quad (2.5.4.1)$$

Onde,

$P_{sup.incl}$  - perdas suplementares devido à inclinação das barras do rotor;  
 $\xi$  - razão de inclinação para um passo de ranhura do estator (geralmente igual a 1);

$N_1$  - número de ranhuras do estator;

$I_2$  - corrente rotórica [ $A_{RMS}$ ];

$I_0$  - corrente do estator em vazio [ $A_{RMS}$ ].

Dessa forma, a inclinação gera um aumento na dispersão da máquina, diminuindo o torque de partida e elevando as perdas no núcleo.

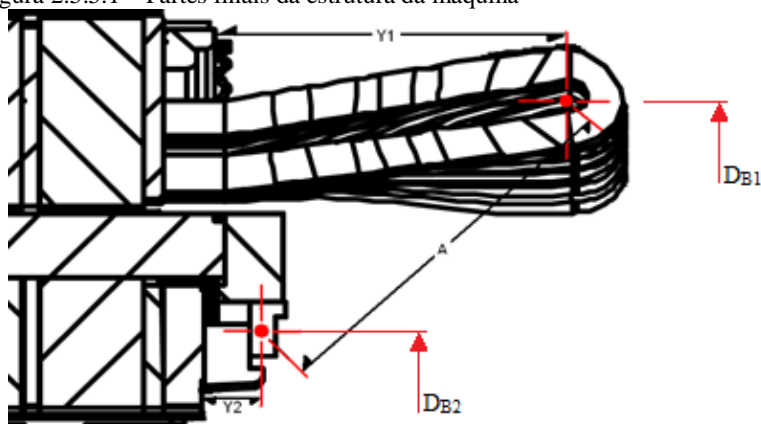
### **2.5.5. Perdas suplementares nas partes finais da estrutura da máquina e nos anéis de curto-circuito do rotor**

Segundo [4], as perdas suplementares nas partes finais da máquina “são causadas por correntes parasitas induzidas na estrutura da máquina devidas aos fluxos de dispersão gerados nas curvaturas dos enrolamentos do estator (e do rotor, quando bobinado) e nos anéis de curto-circuito do rotor. Estes fluxos entram nas laminações na direção

axial, por exemplo, e também penetram nas partes metálicas do final da máquina, como a proteção do ventilador e outros”.

A figura 2.5.5.1 representa a geometria estudada.

Figura 2.5.5.1 – Partes finais da estrutura da máquina



Fonte: WEG Equipamentos Elétricos S.A., 2013.

As perdas suplementares nas partes finais da estrutura da máquina e nos anéis de curto-circuito do rotor são induzidas pela circulação de fluxo normal ao plano das laminações, devido ao fluxo de dispersão nas curvaturas dos condutores do estator e nos anéis de curto circuito do rotor.

As três maiores fontes geradoras dessas perdas de acordo com [50] são:

- efeito espreadimento no entreferro na parte final do núcleo do estator;
- correntes do rotor e do estator nas partes finais do enrolamento;
- saturação diferencial no núcleo do estator.

A variação axial na saturação do núcleo resulta em componentes axiais de fluxo circulando a partir das regiões mais saturadas.

Essas fontes geradoras podem ser controladas com boas práticas de projeto como: o escalonamento das chapas do estator (geralmente utilizado em máquinas com potência maiores que 20MW) e uma correta seleção dos anéis de curto circuito do rotor.

O escalonamento das chapas do estator tem como função o aumento do entreferro nas partes finais do estator, dessa forma o fluxo

no entreferro tem, obviamente, um caminho maior a percorrer e portanto a densidade do fluxo será reduzida, assim como, as suas perdas.

Figura 2.5.5.2 – Escalonamento das chapas do estator



Fonte: WEG Equipamentos Elétricos S.A., 2012.

O campo de dispersão nas partes finais é altamente influenciável pelo material utilizado nos anéis de curto-circuito do rotor. Em um anel magnético forma-se um caminho de baixa relutância tanto para o fluxo dos enrolamentos do estator quanto do rotor. Por atuar como um curto circuito magnético em relação ao fluxo gerado no rotor, resulta em um considerável aumento no fluxo de dispersão da parte final do rotor. Este por sua vez leva a altos níveis de saturação nas partes finais do rotor e nos anéis de prensar do estator e do rotor.

Anéis não magnéticos são responsáveis por uma distribuição mais uniforme do fluxo e tendem a reduzir as perdas nos anéis.

O fluxo de dispersão pode ser desviado, interpondo uma estrutura de aço laminado, projetado para uma baixa perda, entre os enrolamentos finais e o centro do anel, ou então por uma estrutura de baixa resistência nas quais as correntes parasitas podem circular, assim como, amortecer o fluxo de dispersão sem que as perdas tornem-se excessivas [62].

De acordo com [4]: “as perdas nas partes finais da máquina estão relacionadas à largura das dobras dos enrolamentos do estator na parte final do núcleo, à distância entre as correntes periféricas da parte final dos enrolamentos do estator e do rotor e à proximidade entre as partes metálicas e estas dobras dos enrolamentos”.



Segundo Alger [2] as perdas suplementares nas partes finais da máquina são dadas por (2.5.5.1):

$$P_{sup.finais} = 0.3m(I_{rms})^2 \left[ \frac{1.6f_m N^2 D_1}{(2p)^2 10^7} \log \left( 1 + \frac{A^2}{4Y_1 Y_2} \right) \right] \quad (2.5.5.1)$$

Onde,

$N$  – número efetivo de espiras no enrolamento por fase;

$D_{I_{ext}}$  – diâmetro externo do estator, [m];

$2p$  – número de polos;

$A$  – distância entre o centro da bobina do estator e as correntes periféricas do rotor (vide figura 2.5.5.1), [m];

$Y_1, Y_2$  – distância axial entre o centro das correntes periféricas do estator e do rotor e o núcleo (vide figura 2.5.5.1), [m].

O valor da distância entre o centro da bobina do estator e as correntes periféricas do rotor,  $A$ , pode ser obtido através do desenvolvimento da equação (2.5.5.2):

$$A = \sqrt{\left( \frac{D_{B1} - D_{B2}}{2} \right)^2 + (Y_1 + Y_2)^2} \quad (2.5.5.2)$$

Onde,

$D_{B1}$  – diâmetro do centro da bobina do estator [m];

$D_{B2}$  – diâmetro do centro da bobina do rotor [m].

Há também perdas suplementares nos anéis de prensar estator e nos tirantes axiais que são utilizados para fixação do estator. O excesso de solda, conforme especificado no projeto, entre a chapa e o tirante poderá induzir, durante a energização do estator, correntes nos tirantes que, por sua vez, gerarão perdas nos tirantes.

A presente dissertação estuda a influência de tais perdas nas perdas totais da máquina através da simulação em elementos finitos e comparação através de ensaios realizados em laboratório. No capítulo seguinte os métodos de fixação utilizados nos estatores serão apresentados.



### 3. A FIXAÇÃO DOS PACOTES DE CHAPA DO ESTATOR

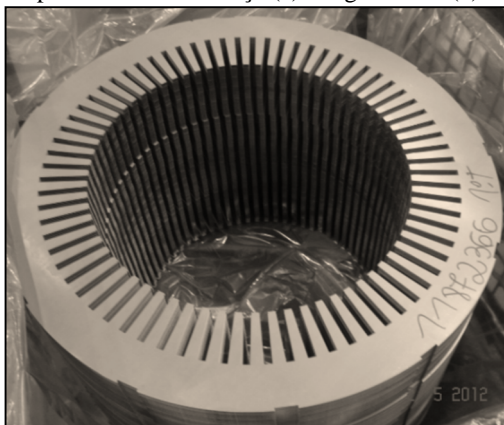
#### 3.1. INTRODUÇÃO

Como é conhecido, as máquinas de indução trifásicas consistem essencialmente de duas partes principais: o estator e o rotor. Ambas são basicamente compostas de chapas de aço providas de ranhuras com a finalidade de alojar os enrolamentos.

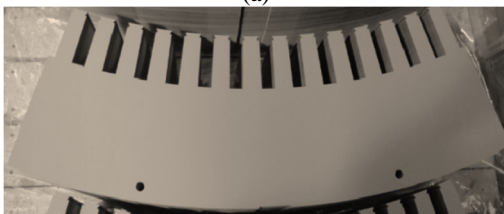
No presente trabalho, focar-se-á apenas a construção do estator. Conforme exposto no capítulo 2, o estator é construído com lâminas de aço silício, em geral, de 0,5 mm de espessura.

De acordo com o diâmetro externo do núcleo do estator, os mesmos podem ser fabricados em uma peça única (até 1 metro de diâmetro aproximadamente), onde a mesma lâmina é aproveitada para a confecção das lâminas do rotor, conforme figura 3.1.1 (a), ou em segmentos conforme figura 3.1.1 (b) [65].

Figura 3.1.1 – Chapas do estator inteiriça (a) e segmentada (b)



(a)

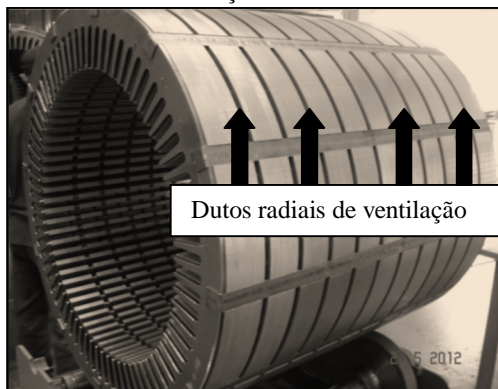


(b)

Fonte: WEG Industries India Pvt. Ltd , 2012.

Dependendo do comprimento e da forma de ventilação utilizados na concepção do projeto da máquina tem-se dutos radiais de ventilação no estator, conforme destacado na figura 3.1.2, de forma a facilitar a refrigeração da máquina.

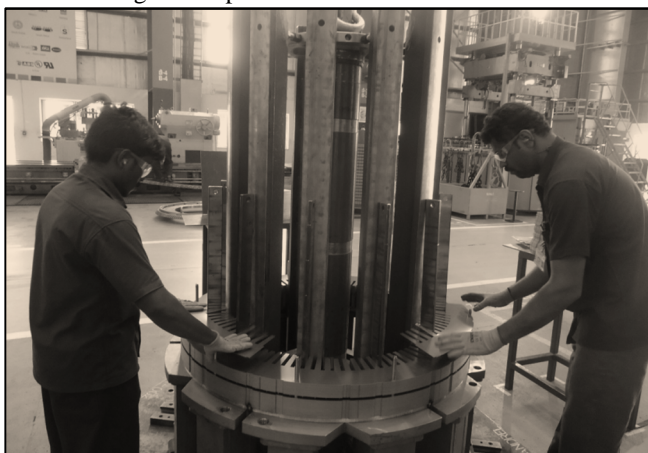
Figura 3.1.2 –Dutos radiais de ventilação



Fonte: WEG Industries India Pvt. Ltd , 2012.

Industrialmente, o comprimento de cada pacote, geralmente, varia de 40 a 60mm. As máquinas estudadas no presente trabalho apresentam pacotes de 50mm. A figura a seguir representa a montagem dos pacotes do estator.

Figura 3.1.3 – Montagem dos pacotes do estator



Fonte: WEG Industries India Pvt. Ltd , 2012.

Efetuada a montagem dos pacotes, faz-se necessário fixá-los de forma a fornecer rigidez mecânica ao núcleo do estator, assim como, prender o estator à carcaça. A forma de fixação dos pacotes do estator adotada nas indústrias é determinada, de maneira geral, pelo tamanho da carcaça da máquina. A grosso modo, os tipos de fixação do estator podem ser divididos em:

- fixação com tirantes embutidos (figura 3.2.2);
- fixação com tirantes externos às chapas do estator (figura 3.3.1).

Ainda existem outras formas de fixação, como é o caso de grandes geradores síncronos, que ao invés de utilizar tirantes para a fixação do núcleo, emprega-se parafusos que atravessam o pacote de chapas de uma ponta à outra do pacote.

A princípio, os processos são simples e adequados construtivamente, porém, causam perdas adicionais nas máquinas. Os tirantes formam um caminho para o fluxo eletromagnético os quais induzem correntes nos mesmos, podendo produzir perdas e consequentemente elevando a temperatura de operação da máquina [58].

Devido à dissertação proposta tratar apenas de máquinas de indução trifásicas, será apenas discorrido sobre os dois processos de fixação inicialmente citados: tirantes embutidos e tirantes externos às chapas do estator. Os demais processos não serão detalhados nesse trabalho.

## 3.2. TIRANTES EMBUTIDOS

Os tirantes embutidos, em geral, são usados em máquinas de menor porte cujo pacote de chapas é fixado por meio de tirantes em forma de grampos, os quais, são embutidos na chapa do estator. A figura 3.2.2 representa o pacote do estator com tirantes embutidos.

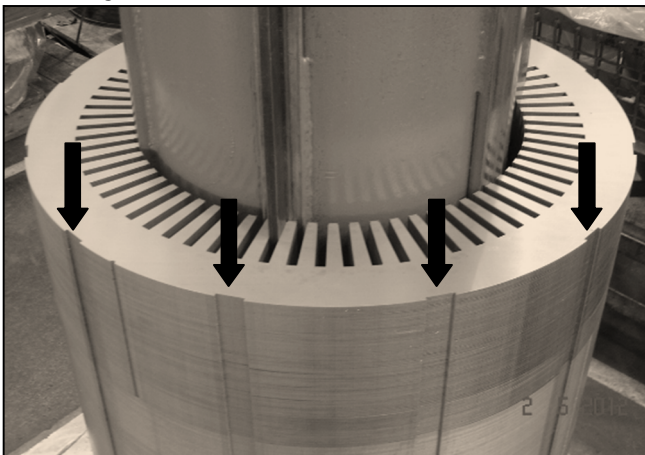
Nesse processo pequenos cortes são realizados na superfície externa de cada chapa. Quando todas as chapas são montadas, tais cortes formam um rasgo contínuo ao longo do pacote nos quais serão colocados os tirantes, conforme pode ser visto na figura 3.2.1.

Tais tirantes podem ser fixados de diversas formas. No presente trabalho serão estudadas a influência das seguintes formas de fixação dos estatores com tirantes embutidos nas perdas do estator:

- tirantes soldados;
- tirantes fresados;

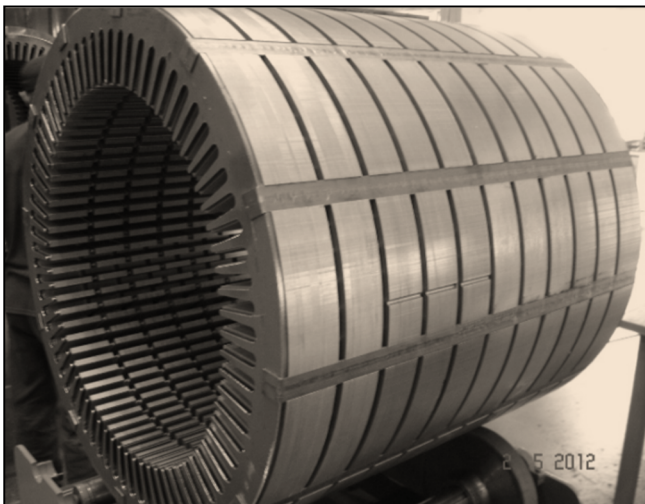
- tirantes fresados e interrompidos;
- tirantes interrompidos e soldados.

Figura 3.2.1 – Rasgos no estator (tirantes embutidos).



Fonte: WEG Industries India Pvt. Ltd , 2012.

Figura 3.2.2 – Pacote do estator com tirantes embutidos

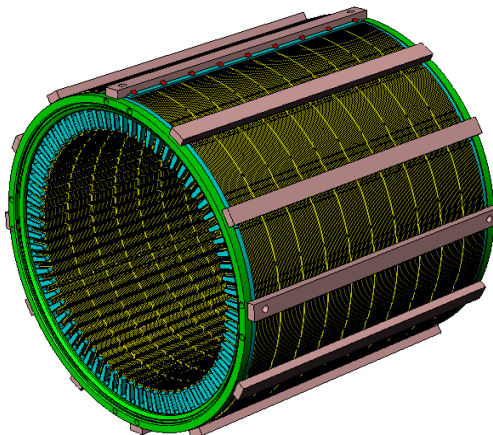


Fonte: WEG Industries India Pvt. Ltd , 2012.

### 3.3. TIRANTES EXTERNOS

Na indústria de máquinas elétricas rotativas é comum o uso de tirantes externos para fixar o pacote do estator.

Figura 3.3.1 – Pacote do estator com tirantes externos



Fonte: WEG Equipamentos Elétricos S.A, 2012.

Comumente, os tirantes externos são soldados ao pacote de chapas, prejudicando a isolamento das chapas e podendo ocasionar o aparecimento de correntes induzidas no tirante, levando ao aumento das perdas da máquina e, fortuitamente, ao sobreaquecimento da mesma, como será apresentado no presente trabalho.





## 4. SIMULAÇÃO DAS PERDAS NOS TIRANTES DO ESTATOR ATRAVÉS DE ELEMENTOS FINITOS

### 4.1. INTRODUÇÃO

O método de elementos finitos (MEF) foi desenvolvido em 1909, por Walter Ritz, para determinar a solução aproximada de problemas em mecânica dos sólidos deformáveis. Em 1943, Richard Courant aumentou consideravelmente as possibilidades do método de Ritz introduzindo funções lineares especiais definidas sobre regiões triangulares e aplicou o método para solução de problemas de torção [22] .

Na generalidade dos casos é muito difícil definir a data em que determinado avanço foi efetuado. Os grandes passos do desenvolvimento do MEF, que o conduziram ao formato que atualmente apresenta maior aceitação, foram dados na década de 60 e início da década de 70 [8].

O termo elementos finitos foi usado primeiramente por Ray William Clough Jr. em 1960 em seu artigo “*The finite element method in plane stress analysis*”. Na mesma década, engenheiros começaram a utilizar o método para soluções aproximadas nas áreas de análise estrutural, transferência de calor, mecânica dos fluidos e eletromagnetismo.

Com o passar do tempo, o método de elementos finitos passou a ser utilizado amplamente em quase todas aplicações físicas e matemáticas, inclusive no estudo de máquinas elétricas girantes. Em um contexto amplo, o MEF foi criado com o intuito de solucionar problemas mecânicos que não admitiam soluções na sua forma analítica. O conceito base do MEF diz que: qualquer função contínua, tal como campo magnético, temperatura, ou pressão, pode ser aproximada por um modelo discreto contínuo de funções elementares, definidas em um número finito de subdomínios da função contínua [37].

De acordo com [17] a organização do MEF pode ser dividida conforme abaixo:

- *divisão do domínio*: o domínio é dividido em subdomínios, caracterizados por suas dimensões reduzidas;
- *escolha das funções interpolantes*: as funções  $v_i$  são escolhidas;
- *formulação do sistema de soluções do problema de campo*: o sistema de equações, representando a solução

de campo, pode ser desenvolvido tanto através do método de Galerkin quanto do método de Rayleigh-Ritz.

- *solução do problema:* a solução é obtida através da resolução do sistema de equações.

A aplicação do método dos elementos finitos exige como ponto de partida a existência de uma forma integral que expresse o mecanismo global do sistema [60], que seja possível substituir o integral sobre um domínio complexo (de volume  $V$ ) por um somatório de integrais estendidos a subdomínios de geometria simples (de volume  $V_i$ ). Esta técnica é ilustrada com o seguinte exemplo, que corresponde à integral de volume de uma função  $f$  [8]:

$$\int_V f dV = \sum_{i=1}^n \int_{V_i} f dV \quad (4.1.1)$$

Onde pressupõe-se que:

$$V = \sum_{i=1}^n V_i \quad (4.1.2)$$

O estudo da distribuição dos campos, e em particular dos problemas de campo eletromagnéticos em máquinas elétricas rotativas utilizando-se da técnica do MEF apresenta as seguintes vantagens:

- permite uma análise meticulosa a ser considerada, destacando-se, por exemplo, análise de gradientes de campo elétrico, força do campo magnético e saturação;
- permite uma boa estimativa da performance dos dispositivos eletromagnéticos sob análise; e
- reduz substancialmente o número de protótipos.

Quando a distribuição do fluxo eletromagnético é calculada através de elementos finitos (2D ou 3D), é possível considerar os valores instantâneos das densidades de fluxo em cada volume do elemento, assim como determinar as perdas nesses elementos.

A chave para um cálculo preciso das perdas em um motor de indução e consequentemente das perdas nos tirantes do estator é o conhecimento aprofundado da distribuição de densidade de fluxo na máquina. Dessa forma constata-se que a análise em elementos finitos é a ferramenta mais apropriada para o presente estudo.

A presente dissertação estuda analiticamente e numericamente (através de elementos finitos 3D) a influência dos tirantes de fixação do estator nas perdas de duas máquinas de indução trifásicas com as configurações mencionadas no capítulo 3.

## 4.2. MODELO ANALÍTICO

A análise analítica do problema consiste na análise das perdas geradas nos tirantes do estator e é baseada em duas leis fundamentais do eletromagnetismo: lei de Gauss e lei de Faraday.

A lei de Gauss para o magnetismo pressupõe a inexistência de cargas magnéticas e é dada em sua forma integral pela equação (4.2.1):

$$\Phi_{B,S} = \oint_{\partial V} \vec{B} \cdot d\vec{S} = 0 \quad (4.2.1)$$

A lei de indução eletromagnética de Faraday estabelece que a força eletromotriz gerada é decorrente da variação temporal do fluxo do campo magnético através da área por ele delimitada e é representada em sua forma integral pela equação (4.2.2)

$$\oint_{\partial S} \vec{E} \cdot d\vec{l} = - \frac{\partial}{\partial t} \oint_{\partial V} \vec{B} \cdot d\vec{S} \quad (4.2.2)$$

Desenvolvendo-se a equação (4.2.2), desprezando-se a espessura  $H_{tir}$ , obtém-se:

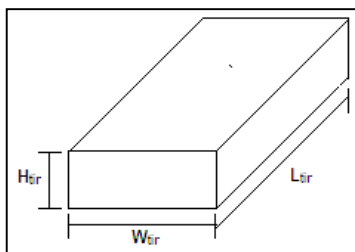
$$E = - \frac{1}{L_{tir}} \cdot \frac{\partial \Phi_{B,S}}{\partial t} \quad (4.2.3)$$

Onde,

$L_{tir}$  - comprimento do tirante;

A figura 4.2.1 ilustra as dimensões dos tirantes estudados.

Figura 4.2.1 – Dimensões dos tirantes



Onde,

$H_{tir}$  - altura do tirante;

$W_{tir}$  - largura do tirante.

Sendo,

$$\Phi_{B,S} = B \cdot S_{tir} \cdot \cos \omega t = B \cdot H_{tir} \cdot L_{tir} \cos \omega t \quad (4.2.4)$$

Substituindo-se (4.2.4) em (4.2.3) tem-se:

$$E = -\frac{1}{L_{tir}} \cdot \frac{\partial B \cdot H_{tir} \cdot L_{tir} \cos \omega t}{\partial t} \quad (4.2.5)$$

Desenvolvendo-se a equação (4.2.5) obtemos:

$$E = -B_m \cdot H_{tir} \cdot \frac{\partial \cos \omega t}{\partial t} = B_m \cdot H_{tir} \cdot \omega \cdot \sin \omega t \quad (4.2.6)$$

Da generalização da lei de Ohm, formulada por Gustav Kirchoff tem-se que:

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (4.2.7)$$

Onde,

$\vec{J}$  - densidade de corrente [A/mm<sup>2</sup>];

$\sigma$  - condutividade do material [ $\Omega \cdot m$ ].

Utilizando a mesma analogia imposta à expressão (4.2.7) chega-se na fórmula da potência dissipada no volume em W/m<sup>3</sup>:

$$P(\vec{r}, t) = \sigma \cdot (E)^2 \quad (4.2.8)$$

A fim de encontrar a potência dissipada em Watts no volume determinado, integra-se a expressão (4.2.9) conforme equacionamento demonstrado:

$$P(\vec{r}, t) = \iiint_V P(\vec{r}, t) \partial V = \iiint_V \sigma \cdot (E)^2 \partial V \quad (4.2.9)$$

Substituindo-se a equação (4.2.6) em (4.2.9), tem-se:

$$P(\vec{r}, t) = \iiint_V \sigma \cdot B_m^2 \cdot H_{tir}^2 \cdot \omega^2 \sin^2 \omega t \partial V \quad (4.2.10)$$

Onde,

$B_m$  - indução média no tirante.

Integrando-se a expressão (4.2.10), obtém-se:

$$P(\vec{r}, t) = \sigma \cdot B_m^2 \cdot H_{tir}^2 \cdot \omega^2 \cdot V_{tir} \cdot \int_0^T \sin^2 \omega t dt \quad (4.2.11)$$

Onde,

$V_{tir}$  - volume do tirante.

Sendo o volume do tirante dado pela expressão (4.2.12):

$$V_{tir} = H_{tir} \cdot W_{tir} \cdot L_{tir} \quad (4.2.12)$$

e o valor médio da expressão  $\int_0^T \sin^2 \omega t dt$  dado por (4.2.13):

$$V_{medio} = \frac{1}{T} \int_0^T \sin^2 \omega t dt = \frac{1}{T} \left[ \frac{t}{2} - \frac{\sin(2\omega t)}{4\omega} \right]_0^T = \frac{1}{2} \quad (4.2.13)$$

Finalmente tem-se que a potência média, em Watts, em cada tirante é dada por:

$$P(\vec{r}, t) = \frac{\sigma \cdot B_m^2 \cdot H_{tir}^3 \cdot W_{tir} \cdot L_{tir} \cdot \omega^2}{2} \quad (4.2.14)$$

No cálculo das perdas em cada tirante, o termo  $H_{tir}$  deve ser considerado como a altura útil na qual o fluxo circula pelo tirante.

O valor de  $H_{tir}$  será uma porcentagem da altura total do tirante de fixação do estator para ambos os casos estudados.

Analiticamente, desconsidera-se o efeito das soldas nos tirantes, assim como, as diferentes configurações dos mesmos no caso dos tirantes embutidos (soldados, fresados, fresados e interrompidos e interrompidos porém soldados).

Por esses motivos, torna-se importante a comparação com a análise tridimensional realizada numericamente e com os ensaios práticos. Os mesmos permitirão a validação ou não do cálculo analítico realizado.

### 4.3. MODELO NUMÉRICO

Os programas computacionais para solução de problemas relacionados à análise das perdas em máquinas elétricas rotativas são constantemente utilizados na indústria. Tais programas utilizam métodos computacionais fundamentados nas equações de Maxwell e nas relações constitutivas com o objetivo de realizar o cálculo de campos eletromagnéticos. As equações de Maxwell e suas relações constitutivas são apresentadas a seguir em sua forma diferencial:

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J}_s + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (4.3.1)$$

$$\nabla \times \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (4.3.2)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (4.3.3)$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad (4.3.4)$$

$$\vec{B} = \mu \cdot \vec{H} \quad (4.3.5)$$

$$\vec{J} = \sigma \cdot \vec{E} \quad (4.3.6)$$

$$\vec{D} = \varepsilon \cdot \vec{E} \quad (4.3.7)$$

O modelo numérico implementado em elementos finitos nessa dissertação foi realizado com o auxílio do programa computacional *JMAG* e seus módulos *JMAG Geometry Editor* e *JMAG Designer* em parceria com a empresa *PROSIM Pvt Ltd*, com filial em Bangalore, Índia.

A estrutura do *JMAG* é a mesma da vasta maioria de programas computacionais comerciais existentes na atualidade e pode ser dividida nas etapas descritas a seguir:

1. Pré-processador

- seleção do tipo de análise;
- seleção do tipo de elemento;
- propriedades físico-químicas dos materiais;
- realização da malha;
- aplicação das condições de contorno.

## 2. Processador

- solução do problema de acordo com as condições de contorno estabelecidas.

## 3. Pós processador

- visualização dos resultados.

Embora a aproximação bidimensional tenha se provado uma excelente ferramenta na análise de máquinas elétricas, para o estudo em questão não foram obtidos resultados aceitáveis ao modelar-se bidimensionalmente as soldas nos tirantes, optando-se portanto a uma análise, em sua maioria, tridimensional do problema, justificando-se assim a escolha do uso de programas computacionais comerciais 3D em detrimento de excelentes programas livres bidimensionais com uso já consagrado na indústria.

De forma a reduzir o gasto computacional e, simultaneamente, otimizar a análise, cada periodicidade e simetria da estrutura foi usada. Graças à simetria magnética e à geométrica do motor de indução, para o estudo de caso 2, o domínio sob análise foi reduzido a uma porção da seção do motor. Dessa forma o domínio sob análise foi considerado igual a um polo da máquina estudada.

Para o estudo de caso 1, não foram utilizadas a simetria magnética e geométrica do motor de indução. Por tratar-se de uma máquina de 2 polos, optou-se pela análise do domínio completo da máquina. O gasto computacional, apesar de maior, não foi relevante em comparação ao tempo de convergência do estudo de caso 2.

O domínio analisado foi estudado impondo condições de contornos simétricas ao problema: Dirichlet e Neumann.

A condição de Dirichlet determina um contorno simétrico quando o fluxo magnético circula paralelo à face especificada, enquanto que a condição de Neumann quando o fluxo magnético circula perpendicularmente à face especificada.

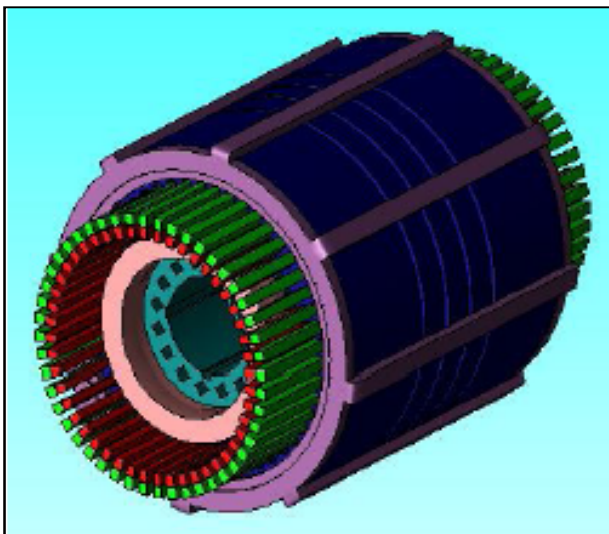
Com o intuito de aumentar a exatidão da análise, uma maior subdivisão dos elementos de fixação do estator (tirantes) foi realizada.

O software utiliza-se do método de Newton Raphson para convergência das equações não lineares do sistema proposto. Tal método é extensamente discutido em [41].

## 4.4. ESTUDO DE CASO 1

Inicialmente foi estudado o modelo com os tirantes externos ao pacote de chapas do estator, conforme apresentado na figura 4.4.1.

Figura 4.4.1 – Máquina de indução trifásica com tirantes externos ao pacote de chapas.



Fonte: PROSIM , 2013.

A máquina analisada apresenta 8 tirantes, espaçados igualmente a cada  $45^\circ$ , posicionados ao redor do pacote do estator com a função de fixar as chapas do estator à carcaça. Esses tirantes são fixados no pacote de chapas através de soldas intermitentes ao longo do mesmo.

Com o objetivo de prever as perdas nos tirantes do estator foram realizadas simulações tridimensionais com o auxílio do software *JMAG* nas condições abaixo:

- tirantes totalmente externos;
- tirantes 25% imersos;
- tirantes 50% imersos;

O cálculo da máquina de indução trifásica estudada foi realizado através do programa computacional *Asynchronmaschine Rechnung* desenvolvido na *Leibniz Universität Hannover*, e utilizado em grande escala pela *WEG Equipamentos Elétricos S.A.*

Apesar de seus resultados serem validados por uma vasta quantidade de ensaios e máquinas produzidas pelo fabricante supracitado, o software não leva em consideração em suas rotinas de cálculo as perdas geradas pela circulação de corrente através dos tirantes de fixação do estator. Por esse motivo optou-se pela simulação de tais



perdas através do software *JMAG* disponibilizado pela empresa PROSIM Pvt Ltd.

#### 4.4.1. Dados nominais

A tabela 4.4.1.1. apresenta os principais dados da máquina de indução trifásica simulada com tirantes externos ao pacote do estator.

Tabela 4.4.1.1 - Dados da máquina de indução trifásica com tirantes externos ao pacote do estator

<i>Carcaça</i>	315
<i>P<sub>eixo</sub></i>	530 kW
<i>V<sub>l</sub></i>	660V (Y)/380V (D)
<i>2p</i>	2
<i>f<sub>l</sub></i>	60 Hz
<i>D<sub>extl</sub></i>	530 mm
<i>D<sub>l</sub></i>	320 mm
<i>l<sub>ag</sub></i>	3,0 mm

Onde,

*P<sub>eixo</sub>* - potência nominal no eixo;

*V<sub>l</sub>* - tensão de linha nos terminais do estator;

*D<sub>extl</sub>* - diâmetro externo da chapa do estator;

*D<sub>l</sub>* - diâmetro interno da chapa do estator;

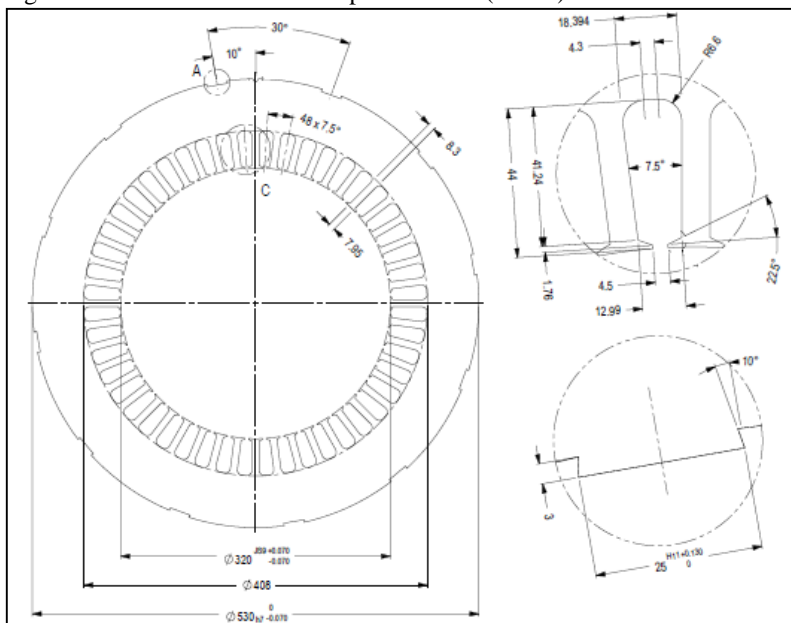
*l<sub>ag</sub>* - entreferro.

#### 4.4.2. Dimensões

Os formatos e as dimensões das chapas que formam o pacote magnético do motor são apresentados nas figuras 4.4.2.1 e 4.4.2.2.

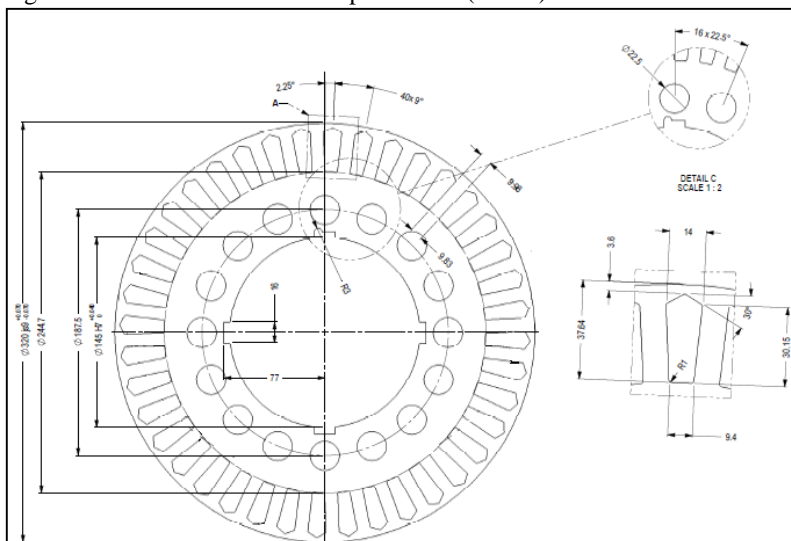
A figura 4.4.2.3 ilustra o tirante de fixação do estator para o caso estudado e a tabela 4.4.2.1 as dimensões dos tirantes.

Figura 4.4.2.1 – Geometria da chapa do estator (caso 1)



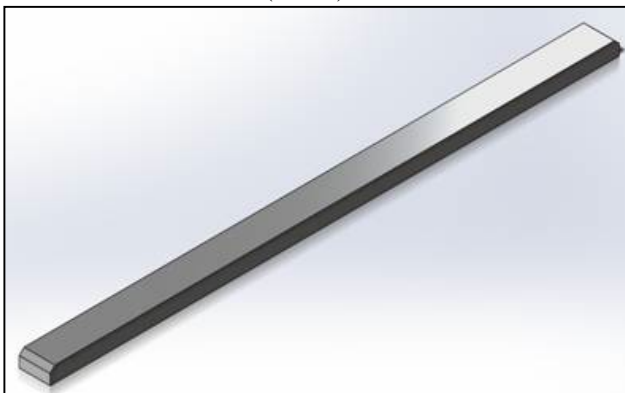
Fonte: WEG Equipamentos Elétricos S.A., 2013.

Figura 4.4.2.2 – Geometria da chapa do rotor (caso 1)



Fonte: WEG Equipamentos Elétricos S.A., 2013.

Figura 4.4.2.3 - Tirantes do estator (caso 1)



Fonte: WEG Equipamentos Elétricos S.A., 2013.

Tabela 4.4.2.1 - Dimensões dos tirantes do estator (caso 1)

$L_{tir}$	590 mm
$H_{tir}$	16 mm
$W_{tir}$	32 mm

Onde,

$L_{tir}$  - comprimento do tirante;

$H_{tir}$  - espessura do tirante;

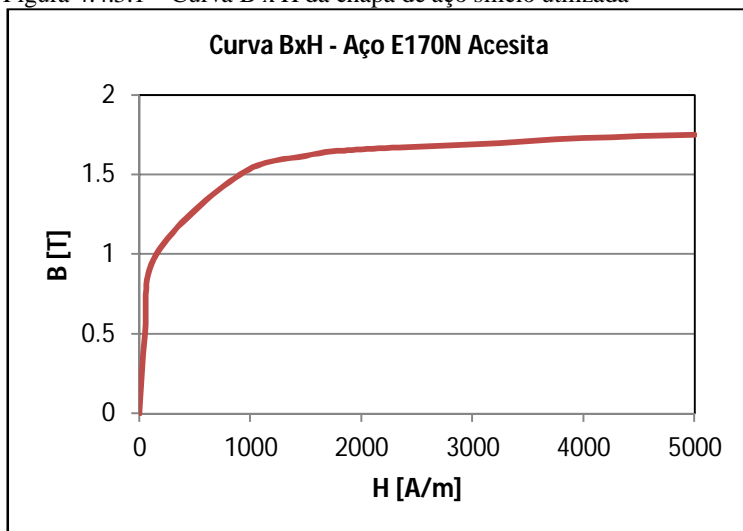
$W_{tir}$  - largura do tirante.

#### 4.4.3. Materiais empregados

As bobinas que formam os enrolamentos estatóricos são compostas por cobre eletrolítico cuja resistividade elétrica é  $1,72 \times 10^{-8} \Omega \cdot m$  a  $20^\circ C$ .

O uso de curvas de magnetização para uma ampla faixa de dados é útil para uma boa avaliação do comportamento das chapas em condições de saturação [61]. A figura 4.4.3.1 mostra a curva de magnetização  $B \times H$  para as chapas aço silício utilizadas na máquina estudada limitada a campos magnéticos de até 5000 A/m na frequência de 60Hz.

Figura 4.4.3.1 – Curva B x H da chapa de aço silício utilizada



Fonte: Ruviano, 2011.

O material utilizado para confecção dos tirantes de fixação do estator é o aço carbono SAE 1010, o qual apresenta as propriedades mecânicas conforme tabela 4.4.3.1.

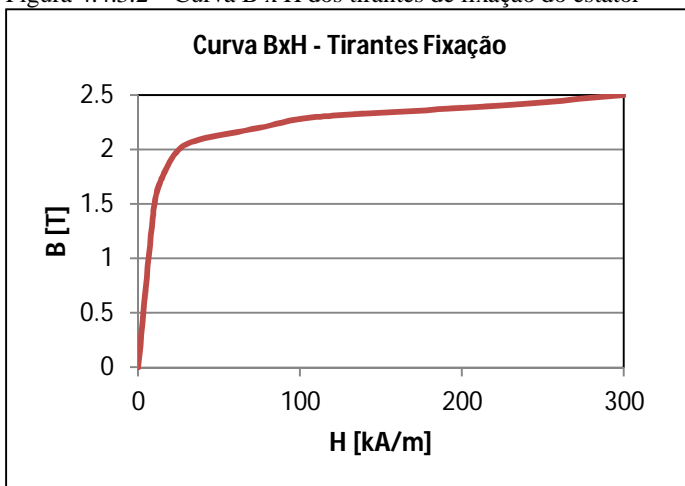
Tabela 4.4.3.1 - Propriedades mecânicas aço SAE 1010

<i>Tipo de aço</i>	<i>Teor de carbono</i>	<i>Limite de elasticidade</i>	<i>Limite de escoamento</i>	<i>Alongamento</i>
<b>SAE 1010</b>	0,10	145GPa	180MPa	28%

Fonte: Ruviano, 2011.

A figura 4.4.3.2. apresenta a curva de magnetização B x H para os tirantes de fixação do estator submetidos a campos magnéticos até  $3 \times 10^5$  A/m.

Figura 4.4.3.2 – Curva B x H dos tirantes de fixação do estator



Fonte: WEG Equipamentos Elétricos S.A., 2012.

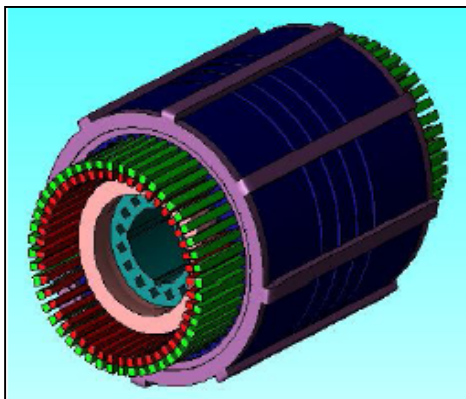
#### 4.4.4. Análise dos resultados

##### 4.4.4.1. Tirantes totalmente externos

##### 4.4.4.1.1. Cálculo numérico

A figura 4.4.4.1.1.1 apresenta a máquina estudada considerando os tirantes de fixação totalmente externos ao pacote de chapas do estator.

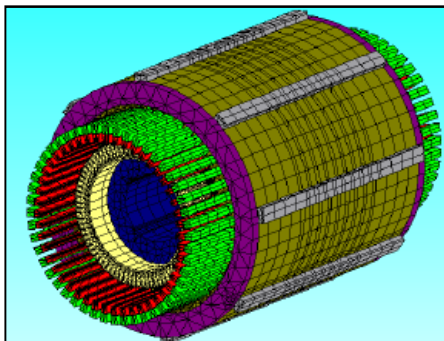
Figura 4.4.4.1.1.1 –Tirantes totalmente externos



Fonte: PROSIM, 2013.

A figura 4.4.4.1.1.2 apresenta a malha da máquina em três dimensões.

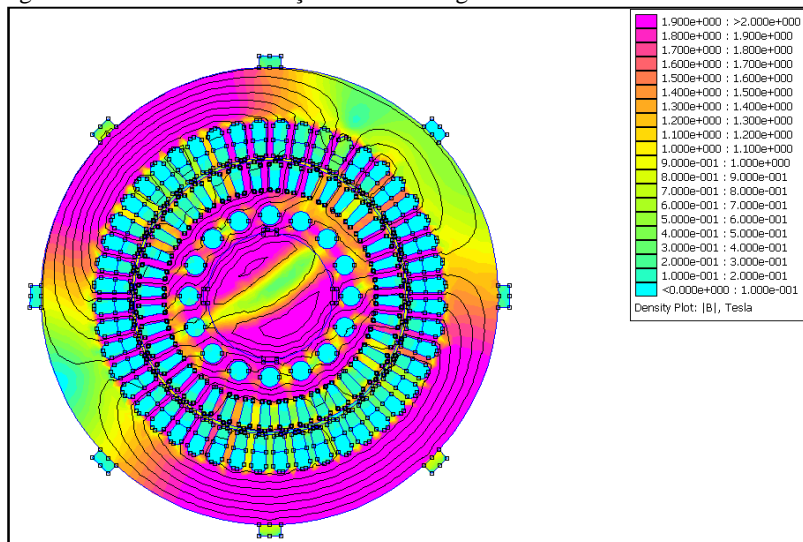
Figura 4.4.4.1.1.2 - Malha tridimensional – tirantes externos



Fonte: PROSIM, 2013.

A figura 4.4.4.1.1.3 apresenta a distribuição de fluxo magnético com a máquina em condições nominais de operação. Observa-se que o fluxo magnético disperso que flui nos tirantes externos, dada a sua baixa indução magnética, é praticamente nulo, e consequentemente a corrente que circula nos mesmos tende a ser desprezível.

Figura 4.4.4.1.1.3 – Distribuição de fluxo magnético - tirantes externos



Fonte: FEMM, 2013.

A tabela 4.4.4.1.1.1 apresenta a segregação das perdas no ferros obtidas durante a simulação tridimensional da máquina e destaca as perdas resultantes da circulação de corrente nos tirantes do estator.

Tabela 4.4.4.1.1.1– Comparativo entre perdas totais nos tirantes do estator e perdas totais na máquina com tirantes totalmente externos ao pacote do estator

Perdas nos tirantes do estator [W]	Perdas totais na máquina [W]
0,89	27480

Dessa forma, conclui-se através da análise tridimensional que as perdas nos tirantes do estator representam apenas 0,0032% das perdas totais estimadas da máquina. Portanto, para a configuração com os tirantes de fixação do estator completamente externos ao pacote de chapas as perdas nos tirantes são desprezíveis e para efeitos de cálculo podem ser consideradas nulas.

#### 4.4.4.1.2. Cálculo analítico

Substituindo-se as incógnitas na expressão (4.2.14) desenvolvida anteriormente, obteve-se analiticamente os valores das perdas nos tirantes do estator.

Para tanto são tomados os valores médios de indução magnética ( $\vec{B}_m$ ) e altura do tirante na qual o fluxo passa ( $\vec{H}_{tir}$ ) ao longo de uma revolução do rotor. Além disso, considerou-se suficiente o monitoramento de apenas um dos tirantes, já que ao longo de um período elétrico as perdas nos demais tirantes serão iguais às perdas no tirante monitorado.

Conclui-se, portanto que, analiticamente, a expressão para as perdas totais nos tirantes é dada pela equação (4.4.4.1.2.1):

$$P_{\text{totais.tir}} = n_{\text{tir}} \cdot \frac{\sigma \cdot \vec{B}_m^2 \cdot \vec{H}_{\text{tir}}^3 \cdot W_{\text{tir}} \cdot L_{\text{tir}} \cdot \omega^2}{2} \quad (4.4.4.1.2.1)$$

Onde,

$n_{\text{tir}}$  - número de tirantes.

Os valores médios de indução magnética e altura do tirante na qual o fluxo passa foram obtidos com o auxílio do programa computacional FEMM.

Os valores médios obtidos ao longo de um período elétrico para a máquina com tirantes externos ao pacote do estator foram:

$$\overrightarrow{B_m} = 0,25T \text{ e};$$

$$\overrightarrow{H_{tir}} = 0,7mm$$

Sendo  $n_{ir} = 8$  e substituindo-se as demais incógnitas na equação (4.4.4.1.2.1) obtém-se:

$$P_{totais.tir} = 8 \cdot \frac{(6,25 \times 10^6) \cdot (0,25)^2 \cdot (0,7 \times 10^{-3})^3 \cdot (3,2 \times 10^{-2}) \cdot (0,59) \cdot (2\pi \cdot 50)^2}{2} = 8 \cdot (0,125)$$

$$P_{totais.tir} = 1,0W$$

A maior dificuldade em relação ao cálculo analítico é determinar corretamente os valores médios ao longo de um período elétrico.

Pequenas variações nos valores de  $\overrightarrow{B_m}$  e  $\overrightarrow{H_{tir}}$  podem levar a resultados bastante diferentes do obtido, por isso tais valores devem ser cuidadosamente verificados.

#### 4.4.4.2. Tirantes 25% imersos

##### 4.4.4.2.1. Cálculo numérico

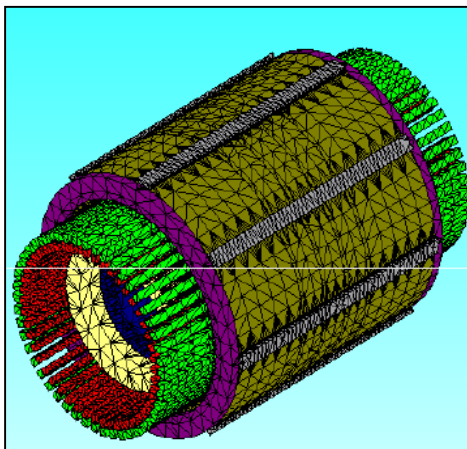
A figura 4.4.4.2.1.1 representa a malha da máquina em três dimensões.

A figura 4.4.4.2.1.2 representa a vista em corte da máquina estudada considerando os tirantes de fixação com 25% de sua seção transversal imersa na chapa do estator.

A figura 4.4.4.2.1.3 apresenta a distribuição de fluxo magnético com a máquina em condições nominais de operação. Observa-se claramente que a indução magnética nos tirantes do estator, assim como na análise anterior com os tirantes totalmente externos à chapa do estator, é muito baixa, o que faz com que a corrente que circula nos tirantes e, conseqüentemente, as perdas nos tirantes, sejam desprezíveis em relação às perdas totais da máquina estudada.

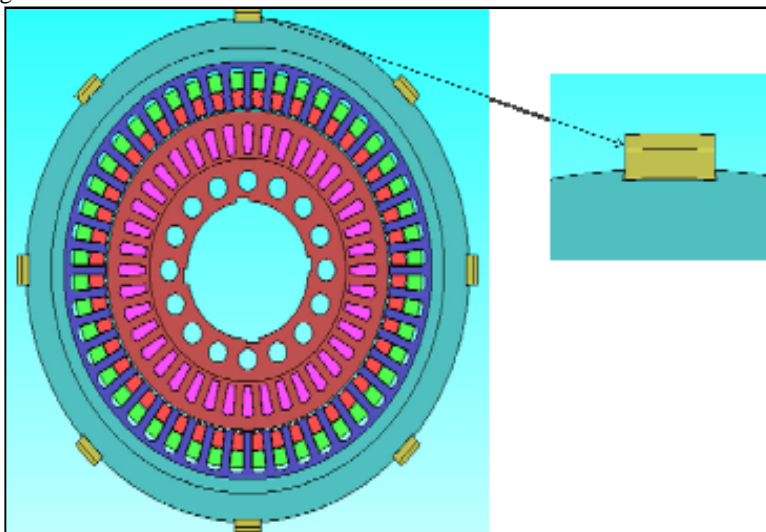


Figura 4.4.4.2.1.1 – Malha tridimensional – tirantes 25% embutidos



Fonte: PROSIM, 2013.

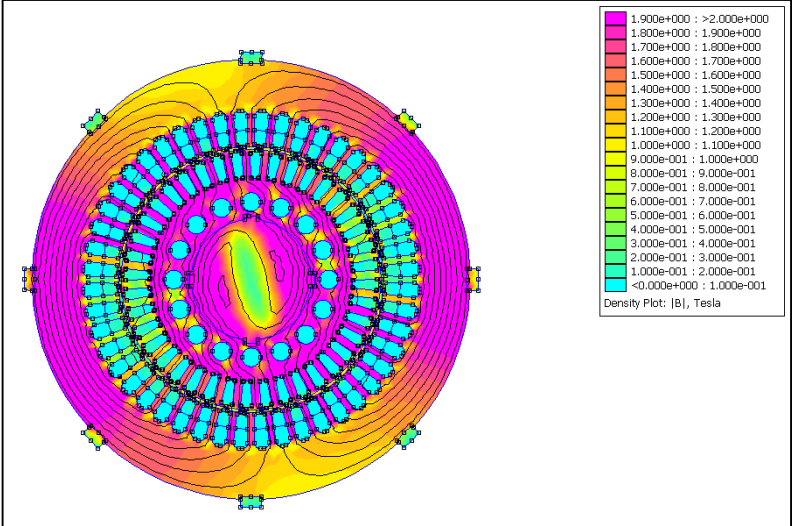
Figura 4.4.4.2.1.2 – Vista frontal em corte: tirantes 25% embutidos



Fonte: PROSIM, 2013.

A tabela 4.4.4.2.1.1 apresenta a segregação das perdas no ferro obtidas durante a simulação tridimensional da máquina e destaca as perdas resultantes da circulação de corrente nos tirantes do estator.

Figura 4.4.4.2.1.3 – Distribuição do fluxo magnético – tirantes 25% embutidos



Fonte: FEMM, 2013.

Tabela 4.4.4.2.1.1 – Comparativo entre perdas totais nos tirantes do estator e perdas totais na máquina com tirantes 25% embutidos ao pacote do estator

Perdas nos tirantes do estator [W]	Perdas totais na máquina [W]
9,89	27480

Dessa forma, conclui-se com a análise tridimensional que as perdas nos tirantes do estator representam apenas 0,036% das perdas totais da máquina ou 0,00186% da potência de entrada da máquina . Conclui-se que as perdas nos tirantes no caso com 25% dos tirantes imersos na chapa do estator é desprezível em relação às perdas totais da máquina e pouco afetará o desempenho da máquina.

4.4.4.2.2. Cálculo analítico

Substituindo-se as incógnitas na expressão (4.2.14) desenvolvida anteriormente obtemos analiticamente os valores das perdas nos tirantes do estator.

São tomados os valores médios de indução magnética ( $\overrightarrow{B_m}$ ) e altura do tirante na qual o fluxo passa ( $\overrightarrow{H_{tir}}$ ) ao longo de uma revolução

do rotor. Além disso, considerou-se suficiente o monitoramento de apenas um dos tirantes, já que ao longo de um período elétrico as perdas nos demais tirantes serão iguais às perdas no tirante monitorado.

Assim como discutido anteriormente, analiticamente, a expressão para as perdas totais nos tirantes é dada pela equação (4.4.4.1.2.1):

$$P_{totalis.tir} = n_{tir} \cdot \frac{\sigma \cdot \bar{B}_m^2 \cdot \bar{H}_{tir}^3 \cdot W_{tir} \cdot L_{tir} \cdot \omega^2}{2} \quad (4.4.4.1.2.1)$$

Onde,

$n_{tir}$  - número de tirantes.

Os valores médios de indução magnética e altura do tirante na qual o fluxo passa foram obtidos com o auxílio do programa computacional FEMM.

Os valores médios obtidos ao longo de um período elétrico para a máquina com tirantes 25% embutidos ao pacote do estator foram:

$$\begin{aligned} \vec{B}_m &= 0,5T; \text{ e} \\ \vec{H}_{tir} &= 1mm. \end{aligned}$$

Sendo  $n_{tir} = 8$  e substituindo-se as demais incógnitas na equação (4.4.4.1.2.1) obtém-se:

$$P_{totalis.tir} = 8 \cdot \frac{(6,25 \times 10^6) \cdot (0,5)^2 \cdot (1 \times 10^{-3})^3 \cdot (3,2 \times 10^{-2}) \cdot (0,59) \cdot (2\pi \cdot 50)^2}{2} = 8 \cdot (1,456)$$

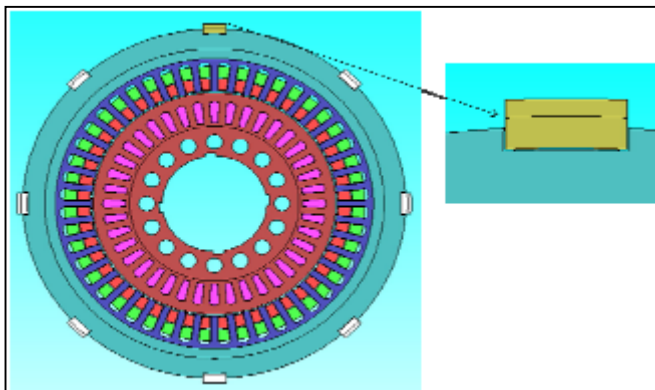
$$P_{totalis.tir} = 11,65W$$

#### 4.4.4.3. Tirantes 50% embutidos

##### 4.4.4.3.1. Cálculo numérico

A figura 4.4.4.3.1.1 representa a vista em corte da máquina estudada considerando os tirantes de fixação com 50% de sua área imersa na chapa do estator.

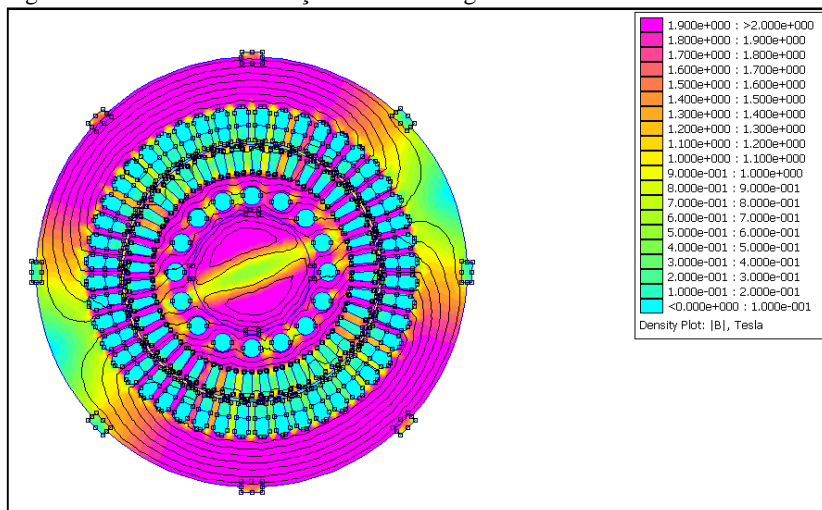
Figura 4.4.4.3.1.1 – Vista frontal em corte: tirantes 50% embutidos



Fonte: PROSIM, 2013.

A figura 4.4.4.3.1.2 apresenta a distribuição de fluxo magnético com a máquina em condições nominais de operação. Observa-se claramente que a densidade de corrente que circula nos tirantes do estator, mesmo com 50% de sua área embutido nas chapas do estator, é muito pequena.

Figura 4.4.4.3.1.2 – Distribuição do fluxo magnético – tirantes 50% embutidos



Fonte: FEMM, 2013.

A tabela 4.4.4.3.1.1 apresenta a segregação das perdas no ferro obtidas durante a simulação tridimensional da máquina e destaca as perdas resultantes da circulação de corrente nos tirantes do estator.

Tabela 4.4.4.3.1.1 – Comparativo entre perdas totais nos tirantes do estator e perdas totais no ferro para máquina com tirantes 50% embutidos ao pacote do estator

Perdas nos tirantes do estator [W]	Perdas totais na máquina [W]
156,3	27480

Dessa forma, conclui-se com a análise tridimensional que as perdas nos tirantes do estator representam 0,57% das perdas totais da máquina ou 0,029% da potência de entrada da máquina.

#### 4.4.4.3.2. Cálculo analítico

Substituindo-se as incógnitas na expressão (4.2.14) desenvolvida anteriormente obtém-se analiticamente os valores das perdas nos tirantes do estator.

Para tanto são tomados os valores médios de indução magnética ( $\vec{B}_m$ ) e altura do tirante na qual o fluxo passa ( $\vec{H}_{tir}$ ) ao longo de uma revolução do rotor. Além disso, considerou-se suficiente o monitoramento de apenas um dos tirantes, já que ao longo de um período elétrico as perdas nos demais tirantes serão iguais às perdas no tirante monitorado.

Assim, como discutido anteriormente, analiticamente, a expressão para as perdas totais nos tirantes é dada pela equação (4.4.4.1.2.1):

$$P_{total.tir} = n_{tir} \cdot \frac{\sigma \cdot \vec{B}_m^2 \cdot \vec{H}_{tir}^3 \cdot W_{tir} \cdot L_{tir} \cdot \omega^2}{2} \quad (4.4.4.1.2.1)$$

Onde,

$n_{tir}$  - número de tirantes

Os valores médios de indução magnética e altura do tirante na qual o fluxo passa foram obtidos com o auxílio do programa computacional FEMM.

Os valores médios obtidos ao longo de um período elétrico para a máquina com tirantes 50% embutidos ao pacote do estator foram:

$$\begin{aligned}\overrightarrow{B_m} &= 0,70T; \text{ e} \\ \overrightarrow{H_{tir}} &= 2mm\end{aligned}$$

Sendo  $n_{\text{tir}} = 8$  e substituindo-se as demais incógnitas na equação (4.4.4.1.2.1) obtém-se:

$$P_{\text{totais.tir}} = 8 \cdot \frac{(6,25 \times 10^6) \cdot (0,70)^2 \cdot (2 \times 10^{-3})^3 \cdot (3,2 \times 10^{-2}) \cdot (0,59) \cdot (2\pi \cdot 50)^2}{2} = 8 \cdot (22,82)$$

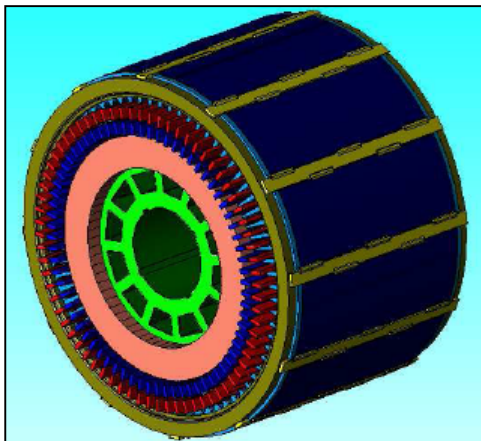
$$P_{\text{totais.tir}} = 182,6W$$

#### 4.5. ESTUDO DE CASO 2

A segunda máquina estudada tem como característica principal de fixação do pacote do estator, os tirantes totalmente embutidos ao mesmo. É esperada uma maior influência das perdas nos tirantes embutidos em relação às perdas observadas no estudo de caso 1.

A figura 4.5.1. apresenta o modelo tridimensional da máquina de indução trifásica com tirantes embutidos ao pacote de chapas do estator.

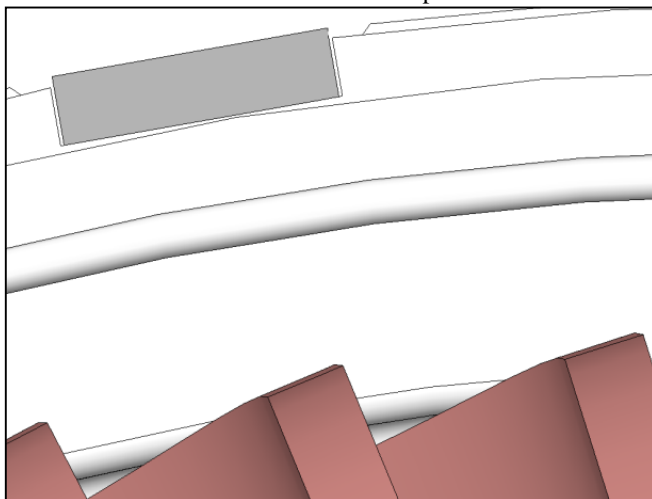
Figura 4.5.1 – Máquina de indução trifásica com tirantes embutidos ao pacote de chapas do estator.



Fonte: PROSIM , 2013.

A figura 4.5.2 representa a vista em corte do tirante embutido ao pacote do estator.

Figura 4.5.2 – Vista em corte do tirante embutido ao pacote do estator



Fonte: WEG Equipamentos Elétricos S.A., 2013.

A máquina em análise apresenta 12 tirantes, espaçados igualmente a cada  $30^\circ$  e posicionados ao redor do pacote do estator com a função de fixar as chapas do estator à carcaça. Esses tirantes, assim como os tirantes externos, são fixados no pacote de chapas através de soldas intermitentes ao longo do mesmo.

Com o objetivo de prever as perdas nos tirantes do estator, foram realizadas simulações tridimensionais com o auxílio do software *JMAG* nas condições abaixo:

- estator com tirantes soldados;
- estator com tirantes fresados;
- estator com tirantes fresados e interrompidos;
- estator com tirantes interrompidos porém soldados.

As opções estudadas visam entender a influência nas perdas totais no estator em cada configuração.

Assim como o estudo de caso 1, o software *JMAG* disponibilizado pela empresa PROSIM Pvt Ltd foi utilizado para análise tridimensional da máquina.

Importante salientar que para as máquinas com tirantes fresados, tirantes fresados e interrompidos e tirantes interrompidos e soldados,

não foi possível a comprovação analítica dos modelos estudados, devido à dificuldade em se considerar o efeito das soldas no cálculo analítico, o que elevaria o grau de incerteza dos resultados.

#### 4.5.1. Dados nominais

A tabela 4.5.1.1. apresenta os principais dados da máquina de indução trifásica com tirantes embutidos ao pacote do estator simulada.

Tabela 4.5.1.1 – Dados da máquina de indução trifásica com tirantes embutidos ao pacote do estator

<i>Carcaça</i>	500
<i>P<sub>eixo</sub></i>	1250 kW
<i>V<sub>l</sub></i>	4000V (Y)
<i>2p</i>	6
<i>f<sub>l</sub></i>	60 Hz
<i>D<sub>extl</sub></i>	860 mm
<i>D<sub>l</sub></i>	580 mm
<i>ag</i>	2,2 mm

Onde,

*P<sub>eixo</sub>* - potência nominal no eixo;

*V<sub>l</sub>* - tensão de linha nos terminais do estator;

*De<sub>l</sub>* - diâmetro externo da chapa do estator;

*D<sub>l</sub>* - diâmetro interno da chapa do estator;

*Ag* - entreferro

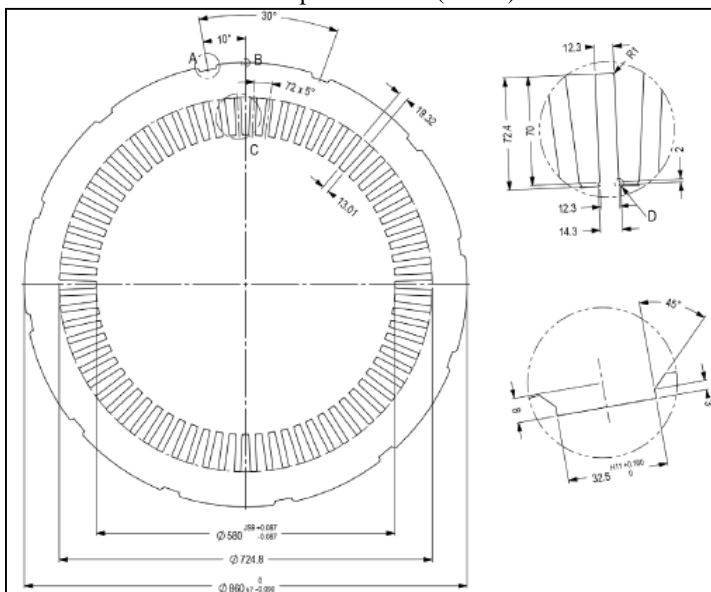
#### 4.5.2. Dimensões

Os formatos e as dimensões das chapas que formam o pacote magnético do motor são apresentados nas figuras 4.5.2.1 e 4.5.2.2.

A figura 4.5.2.3 ilustra o tirante de fixação do estator para o caso estudado e a tabela 4.5.2.1 as dimensões dos tirantes.

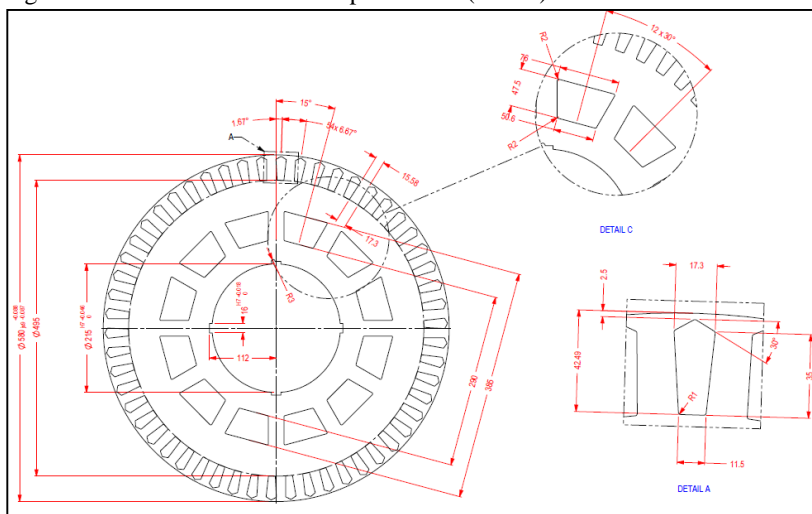


Figura 4.5.2.1 – Geometria da chapa do estator (caso 2)



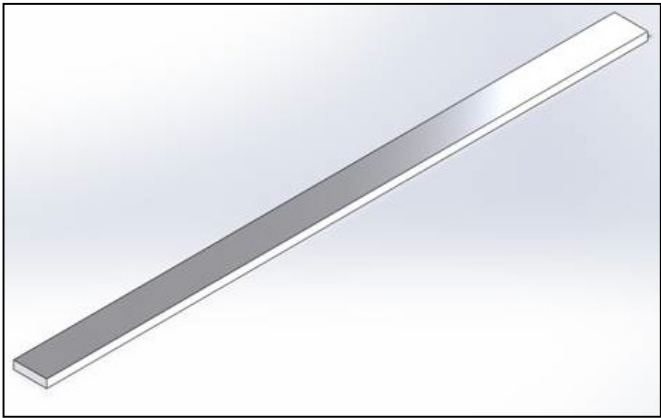
Fonte: WEG Equipamentos Elétricos S.A., 2013.

Figura 4.5.2.2 – Geometria da chapa do rotor (caso 2)



Fonte: WEG Equipamentos Elétricos S.A., 2013.

Figura 4.5.2.3 - Tirantes do estator (caso 2)



Fonte: WEG Equipamentos Elétricos S.A, 2013.

Tabela 4.5.2.1 – Dimensões dos tirantes do estator (caso 2)

$L_{tir}$	575 mm
$H_{tir}$	7,9 mm
$W_{tir}$	32 mm

Onde,

$L_{tir}$  - comprimento do tirante;

$H_{tir}$  - espessura do tirante;

$W_{tir}$  - largura do tirante.

**4.5.3. Materiais empregados**

Exceto pelo material das barras do rotor, que para esse caso é alumínio, todos os outros materiais empregados no estudo de caso 2 são idênticos aos utilizados no estudo de caso 1.

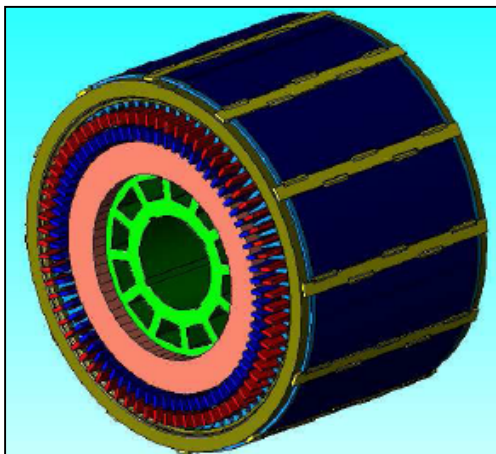
**4.5.4. Análise dos resultados**

4.5.4.1. Estator com tirantes soldados

4.5.4.1.1. Cálculo numérico

A figura 4.5.4.1.1.1 apresenta a vista em corte da máquina estudada considerando os tirantes de fixação embutidos e soldados ao pacote de chapas do estator.

Figura 4.5.4.1.1.1 – Vista tridimensional – tirantes embutidos soldados

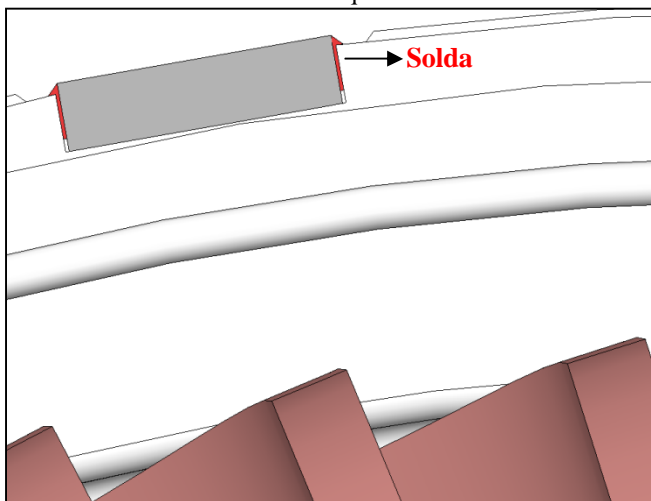


Fonte: PROSIM, 2013.

A figura 4.5.4.1.1.2 apresenta a vista em corte da máquina com tirantes embutidos soldados.

Pode-se visualizar o detalhe da solda na figura 4.5.4.1.1.2 entre o tirante e o pacote de chapas do estator. A profundidade de solda mostrada na figura 4.5.4.1.1.2 é apenas representativa.

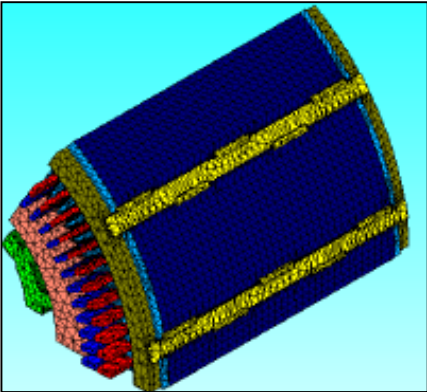
Figura 4.5.4.1.1.2 – Vista em corte da máquina com tirantes embutidos soldados



Fonte: WEG Equipamentos Elétricos S.A., 2013.

A figura 4.5.4.1.1.3 representa a malha da máquina em três dimensões.

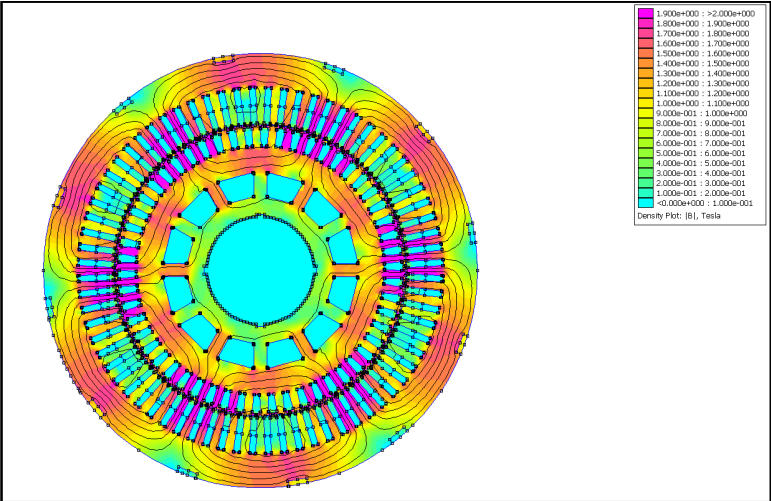
Figura 4.5.4.1.1.3 – Vista tridimensional (1/6 da máquina) – tirantes embutidos soldados



Fonte: PROSIM, 2013.

A figura 4.5.4.1.1.4 apresenta a distribuição de fluxo magnético com a máquina em condições nominais de operação.

Figura 4.5.4.1.1.4 – Distribuição do fluxo magnético – tirantes embutidos



Fonte: FEMM, 2013.

A tabela 4.5.4.1.1.1 representa a segregação das perdas nos ferros obtidas durante a simulação tridimensional da máquina e destaca as perdas resultantes da circulação de corrente nos tirantes do estator.

Tabela 4.5.4.1.1.1 – Comparativo entre perdas totais nos tirantes do estator e perdas totais na máquina com tirantes embutidos e soldados

	<b>Perdas nos tirantes do estator [W]</b>	<b>Perdas totais na máquina [W]</b>
<b>Total</b>	205,71	46080

Dessa forma, conclui-se com a análise tridimensional que as perdas nos tirantes do estator representam aproximadamente 0,45% das perdas totais da máquina ou 0,016% da potência de entrada.

#### 4.5.4.1.2. Cálculo analítico

Substituindo-se as incógnitas na expressão (4.2.14) desenvolvida anteriormente obtemos analiticamente os valores das perdas nos tirantes do estator.

Para tanto são tomados os valores médios de indução magnética ( $\overrightarrow{B_m}$ ) e altura do tirante na qual o fluxo passa ( $\overrightarrow{H_{tir}}$ ) ao longo de uma revolução do rotor. Além disso, considerou-se suficiente o monitoramento de apenas um dos tirantes, já que ao longo de um período elétrico as perdas nos demais tirantes serão iguais às perdas no tirante monitorado.

Assim, como discutido anteriormente, analiticamente, a expressão para as perdas totais nos tirantes é dada pela equação (4.5.4.1.2.1):

$$P_{\text{totais.tir}} = n_{\text{tir}} \cdot \frac{\sigma \cdot \overrightarrow{B_m}^2 \cdot \overrightarrow{H_{tir}}^3 \cdot W_{\text{tir}} \cdot L_{\text{tir}} \cdot \omega^2}{2} \quad (4.5.4.1.2.1)$$

Onde,

$n_{\text{tir}}$ : número de tirantes

Os valores médios de indução magnética e altura do tirante na qual o fluxo passa foram obtidos com o auxílio do programa computacional FEMM.

Os valores médios obtidos ao longo de um período elétrico para a máquina com tirantes embutidos e soldados ao pacote do estator foram:

$$\begin{aligned}\overrightarrow{B_m} &= 0,15T \text{ e;} \\ \overrightarrow{H_{tir}} &= 5mm\end{aligned}$$

Sendo  $n_{tir} = 12$  e substituindo-se as demais incógnitas na equação (4.4.4.1.2.1) obtém-se:

$$P_{totais.tir} = 12 \cdot \frac{(6.25 \times 10^6) \cdot (0.15)^2 \cdot (5 \times 10^{-3})^3 \cdot (3.2 \times 10^{-2}) \cdot (0.59) \cdot (2\pi \cdot 50)^2}{2} = 12 \cdot (16,38)$$

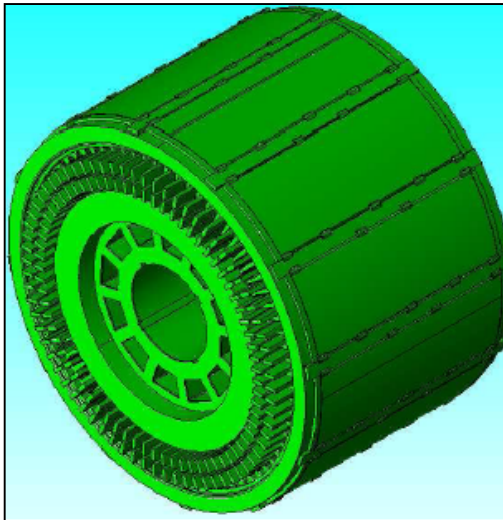
$$P_{totais.tir} = 196,56W$$

#### 4.5.4.2. Estator com tirantes fresados

##### 4.5.4.2.1. Cálculo numérico

A figura 4.5.4.2.1.1 representa a vista em corte da máquina estudada considerando os tirantes de fixação embutidos e fresados ao longo do pacote de chapas do estator.

Figura 4.5.4.2.1.1 – Vista tridimensional – Tirantes embutidos fresados

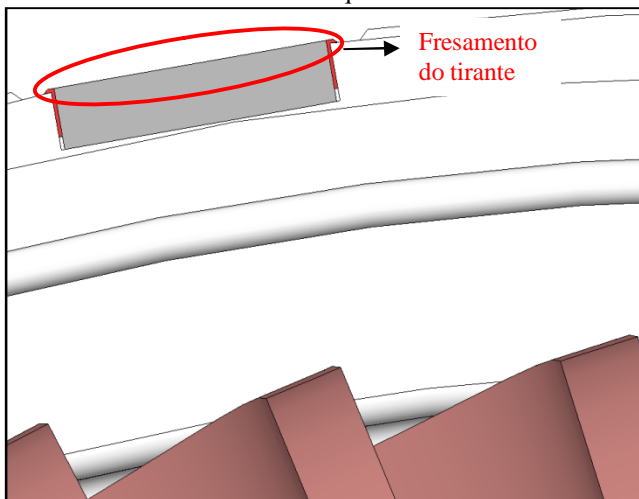


Fonte: PROSIM, 2013.

O fresamento consiste em uma operação de usinagem, na qual o metal é removido por uma ferramenta giratória denominada fresa. A

figura 4.5.4.2.1.2 representa o detalhe do fresamento na máquina fabricada. Nesse caso, o fresamento é realizado nos tirantes ao longo de todo o comprimento do pacote de chapas.

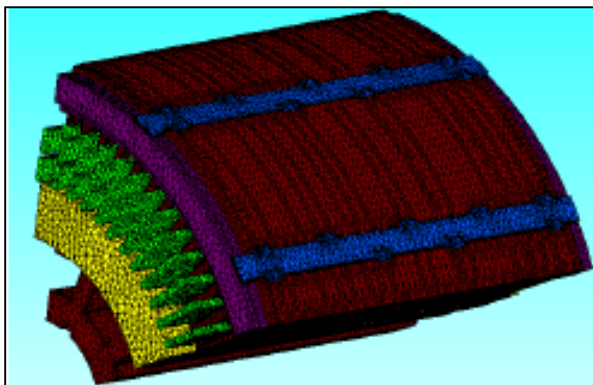
Figura 4.5.4.2.1.2 – Vista em corte da máquina com tirantes fresados



Fonte: WEG Equipamentos Elétricos S.A., 2013.

A figura 4.5.4.2.1.3 representa a malha da máquina em três dimensões.

Figura 4.5.4.2.1.3 – Vista tridimensional (1/6 da máquina) – tirantes embutidos fresados



Fonte: PROSIM, 2013.

Como no estudo de caso 2, a geometria da máquina não sofre alteração, assim como, a distribuição de fluxo magnético e as linhas de campo magnético permanecem as mesmas das figuras 4.5.4.1.1.3.

O que distingue as análises são as diferentes configurações (soldas, interrupções e fresamentos) dos tirantes embutidos do estator.

A tabela 4.5.4.2.1.1 representa a segregação das perdas nos ferros obtidas durante a simulação tridimensional da máquina e destaca as perdas resultantes da circulação de corrente nos tirantes do estator.

Tabela 4.5.4.2.1.1 – Comparativo entre perdas totais nos tirantes do estator e perdas totais na máquina com tirantes embutidos e fresados ao pacote do estator

	<b>Perdas nos tirantes do estator [W]</b>	<b>Perdas totais na máquina [W]</b>
<b>Total</b>	176,04	46080

Dessa forma, conclui-se com a análise tridimensional que as perdas nos tirantes do estator representam aproximadamente 0,382% das perdas totais na máquina ou apenas 0,01408% da potência de entrada da máquina estudada.

#### 4.5.4.3. Estator com tirantes fresados e interrompidos

##### 4.5.4.3.1. Cálculo numérico

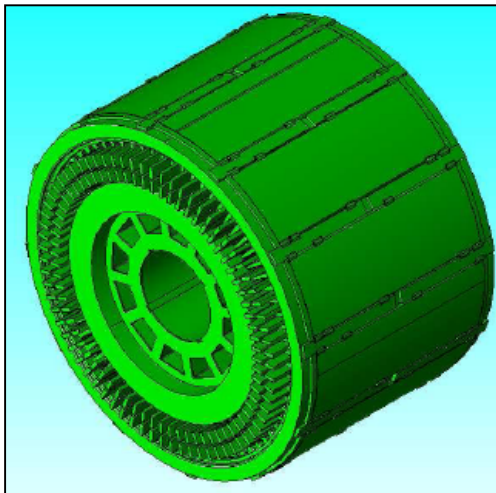
A figura 4.5.4.3.1.1 representa a vista em corte da máquina estudada, considerando os tirantes de fixação fresados e interrompidos ao longo do pacote de chapas do estator.

Assim como no caso estudado anteriormente, o estator é fresado, ou seja, usinado.

A diferença entre as duas análises consiste na interrupção de um dos tirantes, como é possível visualizar na figura 4.5.4.3.1.2. O objetivo da interrupção é verificar se essa interrupção diminuirá significativamente as perdas nos tirantes do estator, já que teoricamente o caminho de circulação da corrente será interrompido.



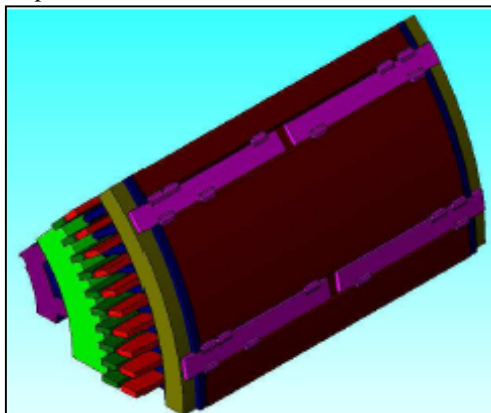
Figura 4.5.4.3.1.1 – Vista tridimensional – tirantes embutidos fresados e interrompidos



Fonte: PROSIM, 2013.

A figura 4.5.4.3.1.2, mostra em detalhe 1/6 da máquina estudada.

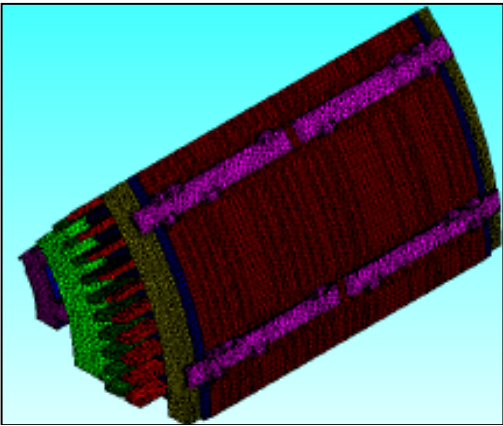
Figura 4.5.4.3.1.2 – Vista tridimensional da área simulada – tirantes embutidos fresados e interrompidos



Fonte: PROSIM, 2013.

A figura 4.5.4.3.1.3 representa a malha da máquina em três dimensões.

Figura 4.5.4.3.1.3 – Tirantes embutidos fresados e interrompidos - malha



Fonte: PROSIM, 2013.

Como no estudo de caso 2, a geometria da máquina não sofre alteração, assim como, a distribuição de fluxo magnético e as linhas de campo magnético permanecem as mesmas das figuras 4.5.4.1.1.3.

O que distingue as análises são as diferentes configurações (soldas, interrupções e fresamentos) dos tirantes embutidos do estator.

A tabela 4.5.4.3.1.3 representa a segregação das perdas no ferro obtidas durante a simulação tridimensional da máquina e destaca as perdas resultantes da circulação de corrente nos tirantes do estator.

Tabela 4.5.4.3.1.3 – Comparativo entre perdas totais nos tirantes do estator e perdas totais na máquina com tirantes fresados e interrompidos no pacote do estator

	Perdas nos tirantes do estator [W]	Perdas totais na máquina [W]
Total	162,09	46080

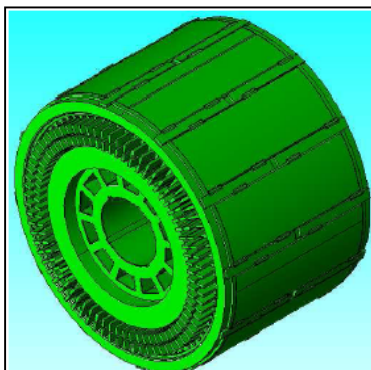
Dessa forma, conclui-se com a análise tridimensional que as perdas nos tirantes do estator representam aproximadamente 0,3518% das perdas totais na máquina.

#### 4.5.4.4. Estator com tirantes interrompidos porém soldados

##### 4.5.4.4.1 Cálculo numérico

A figura 4.5.4.4.1.1 representa a vista em corte da máquina estudada considerando os tirantes de fixação interrompidos porém soldados ao pacote de chapas do estator.

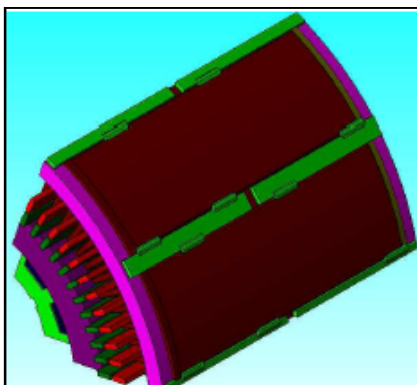
Figura 4.5.4.4.1.1 – Vista tridimensional – tirantes embutidos interrompidos porém soldados



Fonte: PROSIM, 2013.

A figura 4.5.4.4.1.2, mostra em detalhe 1/6 da máquina estudada.

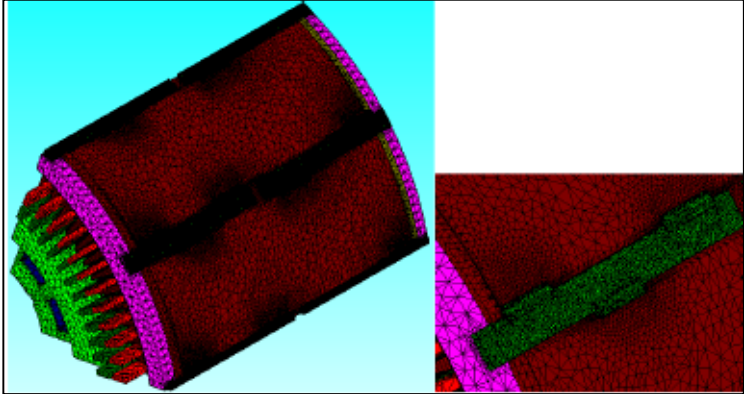
Figura 4.5.4.4.1.2 – Vista tridimensional da área simulada – tirantes embutidos interrompidos porém soldados



Fonte: PROSIM, 2013.

A figura 4.5.4.4.1.3 representa a malha da máquina em três dimensões.

Figura 4.5.4.1.3 – Tirantes embutidos interrompidos porém soldados - malha



Fonte: PROSIM, 2013.

Como no estudo de caso 2, a geometria da máquina não sofre alteração, assim como, a distribuição de fluxo magnético e as linhas de campo magnético permanecem as mesmas das figuras 4.5.4.1.1.3.

O que distingue as análises são as diferentes configurações (soldas, interrupções e fresamentos) dos tirantes embutidos do estator.

A tabela 4.5.4.4.1.1 representa a segregação das perdas nos ferros obtidas durante a simulação tridimensional da máquina e destaca as perdas resultantes da circulação de corrente nos tirantes do estator.

Tabela 4.5.4.4.1.1 – Comparativo entre perdas totais nos tirantes do estator e perdas totais na máquina com tirantes embutidos interrompidos porém soldados ao pacote do estator

	<b>Perdas nos tirantes do estator [W]</b>	<b>Perdas totais na máquina [W]</b>
<b>Total</b>	170,66	46080

Dessa forma, conclui-se com a análise tridimensional que as perdas nos tirantes do estator representam aproximadamente 0,3704% das perdas totais na máquina.

#### 4.6. CONCLUSÃO

Conforme demonstrado analiticamente, as perdas nos tirantes serão influenciadas pelo fluxo médio normal que passa pelo tirante e pela profundidade do mesmo no tirante, ou seja, quanto maior o fluxo, maiores serão as perdas obtidas nos tirantes de fixação.

Tanto os resultados obtidos analiticamente quanto numericamente, através da simulação tridimensional em elementos finitos, mostram que a influência das perdas geradas nos tirantes do estator da máquina de indução pode ser considerada desprezível em relação às perdas totais da máquina.

A tabela 4.6.1 apresenta os resultados analíticos para cada caso estudado.

Tabela 4.6.1. Resultados analíticos

		Analítico		
		Perdas tirantes [W]	Perdas totais máquina [W]	%
Caso 1	Externos	1,00	27480	0,00364
	25% Embutidos	11,65	27480	0,04239
	50% Embutidos	182,6	27480	0,66448
Caso 2	Soldados	196,56	46080	0,42656
	Fresados	-	-	-
	Fresados e interrompidos	-	-	-
	Interrompidos e soldados	-	-	-

A tabela 4.6.2 apresenta os resultados numéricos para cada caso estudado.

Tabela 4.6.2. Resultados numéricos

		Numérico		
		Perdas tirantes [W]	Perdas totais máquina [W]	%
Caso 1	Externos	0.89	27480	0.0032
	25% Embutidos	9.89	27480	0.036
	50% Embutidos	156.3	27480	0.5688
Caso 2	Soldados	205.71	46080	0.4464
	Fresados	176.04	46080	0.382
	Fresados e interrompidos	162.09	46080	0.3518
	Interrompidos e soldados	170.66	46080	0.3704

Através da confrontação de resultados entre os modelos analítico e numérico, comprova-se a coerência entre ambos através da pequena variação de resultados apresentada entre ambos.

Para o caso 2 (fresados, fresados e interrompidos e interrompidos e soldados), não foi possível a comprovação analítica dos modelos estudados devido à dificuldade em se considerar o efeito das soldas no cálculo analítico e ao alto grau de incerteza anteriormente mencionado.

## 5. ANÁLISE PRÁTICA DAS PERDAS NOS TIRANTES DO ESTATOR

### 5.1. METODOLOGIA DO ENSAIO

Por ser uma referência internacional em normas do setor elétrico, as máquinas estudadas foram ensaiadas de acordo com a norma *IEC-60034 Part 2-1 – Standard methods for determining losses and efficiency from tests (excluding machines for traction vehicles)*. A norma IEC60034-2-1, que foi atualizada em 2007, teve como principal mudança, em relação à versão antiga, a determinação das perdas adicionais, as quais eram estimadas em 0,5% da potência nominal absorvida. A norma atual apresenta diversos métodos para calcular essas perdas, com a estipulação de três níveis de incerteza, representando a precisão com que o rendimento pode ser calculado: baixo, médio ou alto.

De acordo com a norma, a perda adicional pode ser determinada das seguintes formas:

1. A partir da perda residual: a perda residual ( $P_{lr}$ ) deve ser determinada para cada ponto de carga de acordo com a equação 5.1.1. Este método possui incerteza baixa e com ele consegue-se verificar as perdas para melhorar o rendimento do motor.

$$P_{lr} = P_{el} - P_{mec} - P_s - P_r - P_{fe} - P_w \quad (5.1.1)$$

Onde,

$P_{el}$  - potência de entrada elétrica;

$P_{mec}$  - potência mecânica;

$P_s$  - perda ôhmica no enrolamento do estator;

$P_r$  - perda ôhmica no enrolamento do rotor;

$P_{fe}$  - perdas no ferro;

$P_w$  - perdas por atrito e ventilação.

2. A partir do valor atribuído: o valor da perda adicional pode ser determinado como uma porcentagem da potência de entrada  $P_{el}$ . A incerteza desse método varia de média a alta. Para diferentes valores da potência mecânica nominal do

motor ( $P_{mec}$ ) a perda adicional é calculada de acordo com as seguintes equações:

- Para  $P_{mec} \leq 1\text{kW}$ :

$$P_{lr} = P_{el} \cdot 0.025 \quad (5.1.2)$$

- Para  $1\text{kW} < P_{mec} \leq 10000\text{kW}$ :

$$P_{lr} = P_{el} \cdot [0.025 - 0.005 \cdot \log\left(\frac{P_{mec}}{1\text{kW}}\right)] \quad (5.1.3)$$

- Para  $P_{mec} \geq 10000\text{kW}$ :

$$P_{lr} = P_{el} \cdot 0.005 \quad (5.1.4)$$

3. A partir dos ensaios com rotor removido e rotação inversa: são realizados dois ensaios separadamente. Com o rotor removido é possível identificar as perdas de carga adicional na frequência fundamental; com o motor girando na velocidade síncrona e contrária ao campo magnético (rotação inversa) encontram-se as perdas adicionais para elevadas frequências. Devido ao método possuir alto nível de incerteza ele raramente é utilizado para determinação da perda de carga adicional.
4. A partir do ensaio com ligação estrela: a determinação da perda adicional por este método de incerteza média é adequado para motores entre 1 e 150kW. O método necessita que o enrolamento do estator seja conectado em estrela (Y).

O método utilizado para determinação das perdas adicionais nas máquinas estudadas foi o método da perda residual, pois este é o método com menor nível de incerteza, ou seja, mais preciso.

## 5.2 ENSAIOS REALIZADOS

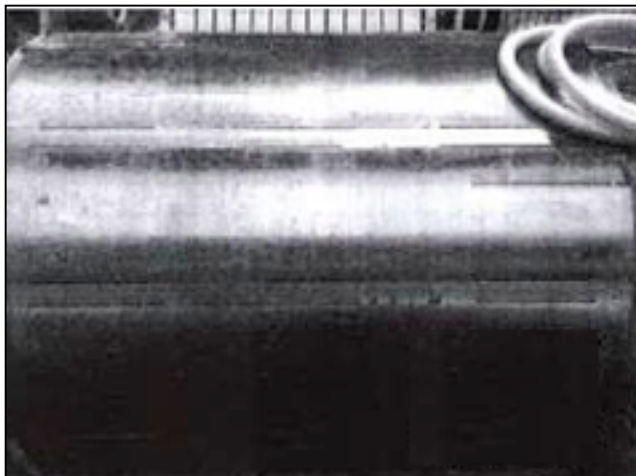
Apenas foram realizados ensaios práticos para a máquina com tirantes embutidos, principalmente devido à comprovação analítica e numérica da baixíssima influência das perdas nos tirantes de fixação do estator no caso dos tirantes externos.



Para a máquina com tirantes embutidos, foram realizados ensaios nas quatro condições estudadas: tirantes soldados, tirantes fresados, tirantes fresados e interrompidos e tirantes interrompidos, porém, soldados.

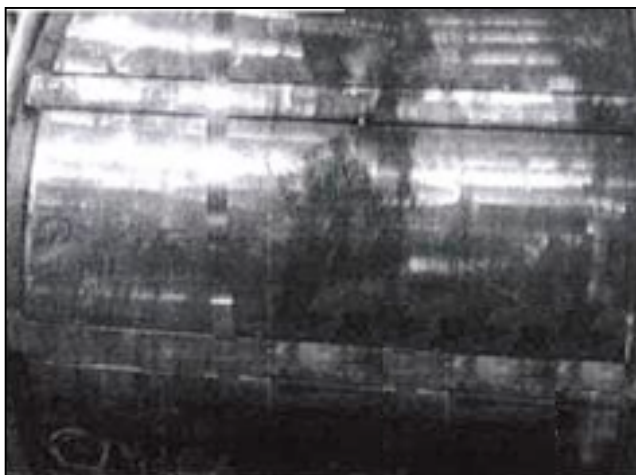
As figuras 5.3.1 a 5.3.4 apresentam as diferentes configurações dos tirantes de fixação do estator ensaiadas.

Figura 5.3.1 – Tirante embutido soldado



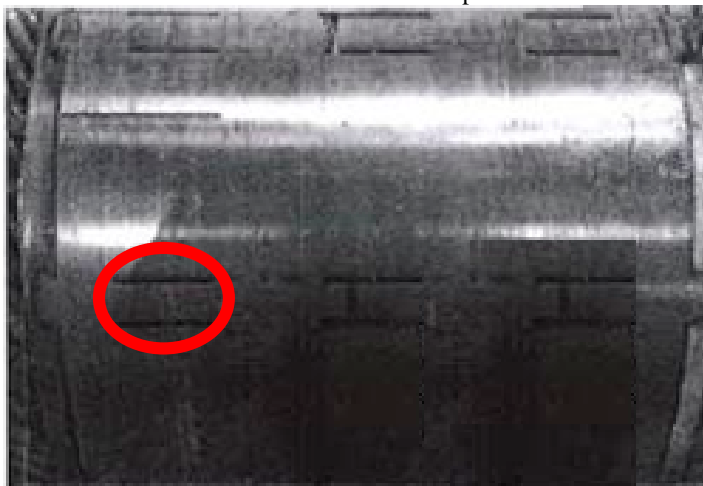
Fonte: WEG Equipamentos Elétricos S.A.

Figura 5.3.2 – Tirante embutido fresado



Fonte: WEG Equipamentos Elétricos S.A.

Figura 5.3.3 – Tirante embutido fresado e interrompido



Fonte: WEG Equipamentos Elétricos S.A.

Figura 5.3.4 – Tirante embutido interrompido porém soldado



Fonte: WEG Equipamentos Elétricos S.A.

A tabela 5.3.1 representa os valores obtidos nos ensaios para as quatro geometrias de tirantes (soldados, fresados, fresados e interrompidos, interrompidos porém soldados).

As máquinas foram ensaiadas montadas (estator + rotor) e extraídos os valores de perdas conforme apresentado na tabela 5.3.1.

Tabela 5.3.1 – Valores de perdas suplementares totais ensaiados e calculados para cada geometria

Disposição dos Tirantes	Perdas Suplementares Ensaaiadas	Perdas Suplementares Calculadas
Soldados	32.0 kW	31.55 kW
Fresados	31.8 kW	31.51 kW
Fresados e interrompidos	31.6 kW	31.52 kW
Interrompidos e soldados	31.7 kW	31.5 kW

Observa-se que os valores de perdas suplementares nos ensaios são elevadas quando comparadas aos valores obtidos nos cálculos analíticos. Esse comportamento é explicado, pois, os ensaios realizados levam em consideração não apenas as perdas adicionais geradas pelos tirantes do estator, mas todas as outras perdas adicionais mencionadas no item 2.5, como por exemplo: perdas devido à existência de correntes entre barras (ou transversais), perdas de alta frequência ou zig-zag, perdas nos anéis de curto-circuito do rotor.

A diferença observada nas perdas suplementares de caso a caso podem ser consideradas como sendo em razão da mudança na disposição dos tirantes. Como as diferenças observadas nos ensaios são no máximo 400W, conclui-se que o modo como o tirante é fixado ao estator, com solda ou sem solda, pouco influencia nas perdas totais das máquinas de indução. Deve ser também levado em consideração, a incerteza dos métodos de ensaios e os erros associados às medidas realizadas. As perdas suplementares calculadas apresentam-se coerentes em relação às análises realizadas anteriormente e as alterações em seus valores de perdas, dada a modificação do tirante, são insignificativas.



## 6. CONCLUSÃO

Diversas pesquisas tem sido dedicadas à solução numérica dos problemas tridimensionais de correntes parasitas. Os problemas numéricos tridimensionais de correntes parasitas podem ser formulados de diversas formas. As variáveis a serem encontradas devem ser o vetor intensidade de campo, o potencial vetor, o potencial escalar ou uma combinação desses. A formulação é definida pela escolha das variáveis desconhecidas e a aplicação das equações de Maxwell complementadas pelas condições de contorno apropriadas e restrições adicionais.

A variação dos campos magnéticos induzem correntes nas partes condutoras das máquinas elétricas. Tais correntes, em muitos casos, são necessárias para operação dessas máquinas. Entretanto, correntes parasitas causam efeitos prejudiciais à máquina, como: perdas suplementares e consequente geração de calor.

Muito pouco sabe-se em relação às perdas suplementares devido à influência dos tirantes de fixação do estator nas máquinas elétricas. O presente trabalho estudou a influência dos tirantes nas perdas das máquinas de indução trifásicas, sendo os tirantes estudados, embutidos ou externos ao pacote de chapas do estator.

Ambos os estudos, analítico e numérico, mostraram que tais perdas são desprezíveis em relação às perdas totais das máquinas elétricas e pouco influenciam na performance da mesma. As perdas nos tirantes externos da máquina representaram menos de 0,00186% da potência de entrada da máquina, enquanto as perdas nos tirantes embutidos no pacote das máquinas apresentaram 0,016%.

Conclui-se, portanto, que seguindo as boas práticas de projeto, mantendo-se as induções na coroa em níveis aceitáveis (1,6T para tirantes embutidos e 1,8T para tirantes externos), as máquinas de indução trifásicas não apresentarão problemas de temperatura e elevadas perdas devido à circulação de corrente nos tirantes do estator e consequentemente a influência no rendimento será desprezível.



## REFERÊNCIAS

- [1] AGUIAR, F.J.P; ANTUNES, F. **Influência da não conformidade senoidal da tensão de suprimento nas perdas em vazio de transformadores de potência**. VI SBQEE – Seminário Brasileiro sobre Qualidade de Energia Elétrica. 21 a 24 de agosto de 2005.
- [2] ALGER, P.L.; ANGST, G. & DAVIES, E.J. **Stray-load losses in polyphase induction machines**. Power apparatus and systems, part iii transaction of the American institute of electrical engineers. Volume 78, Issue 3, pp. 349-355, 1959.
- [3] ALVES, Maria Bernardete Martins; ARRUDA, Susana Margareth. **Como fazer referências**: bibliográficas, eletrônicas e demais formas de documento. Florianópolis: Universidade Federal de Santa Catarina, Biblioteca Universitária, 2001. Disponível em: <<http://bu.ufsc.br/design/framerefer.php>>. Acesso em: 19 fev. 2010.
- [4] ANDRADE, Cássio Tersandro de Castro. **Análise de métodos para determinação da eficiência de motores trifásicos**. 2009. 128 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Centro de Tecnologia, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2009.
- [5] AOULKADI, M. **Experimental determination of stray load losses in cage induction machines**. 2010. 309p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Department of Electrical Energy Conversion, Darmstadt University of Technology, Darmstadt, 2010.
- [6] ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. **NBR 10520**: informação e documentação: citações em documentos: apresentação. Rio de Janeiro, 2002.
- [7] ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. **Produtos laminados planos de aço para fins elétricos, NBR 5161**. Rio de Janeiro, 1996.
- [8] AZEVEDO, Álvaro F.M. **Método dos elementos finitos**. Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto. 1 ed. Portugal, 2003.

[9] BECKLEY, Philip. **Electrical steels for rotating machines**. 1.ed. Bell & Bain Ltd.: Glasgow, 2002

[10] BATISTELA, N.J.; LUZ, M.V. Ferreira et al. **Uma metodologia de caracterização magnética de aço silício e aplicações na predição das perdas magnéticas sob regimes de indução senoidal e distorcido**. Congreso Regional de Ensayos No Destructivos y Estructurales. Conferencia sobre Evaluacion de Integridad y Extensión de Vida – CORENDE 2000, p.283-288, 3 a 5 de outubro de 2000, Mar Del Plata.

[11] BATISTELA, N.J.; CARLSON, R. Et al. **Caracterização magnética de lâminas de aço silício e avaliação das perdas no ferro sob vários regimes de indução**. Revista Sba Controle & Automação vol.13 no.2 Campinas, Mai/Ago 2002.

[12] BEAN, C.P.; PRY, R.H. **Calculation of the energy loss in magnetic sheet materials using a domain model**. Journal Applied.Physics. V.29, pp.532-533, 1958.

[13] BECKLEY, P. **Electrical steels for rotating machines**. 1.ed. The Institution of Engineering and Technology: London, 2002.

[14] BERTOTTI, G. **Dependence on peak induction and grain size of power losses in nonoriented sife steels**. Journal Applied.Physics. V.64, pp.5361-5363, 1988.

[15] BERTOTTI, G. **General properties of power losses in soft ferromagnetic materials**. IEEE, Vol. 24, n°1, pp 621-630, Janeiro 1988.

[16] BERTOTTI, G. **Hysteresis in magnetism: for physicists, materials scientists and engineers**. 1.ed. Academic Press: Torino, 1998.

[17] BIANCHI, NICOLA; **Electrical machine analysis using finite elements**. 1. Ed. Chenai: CRC Press, 2009.

[18] BOLDEA, Ion; NASAR, Syed A. **The induction machine handbook**. 3.ed. CRC Press: Nova Iorque, 2002.



- [19] BRANDT, R. **Análise de métodos de baixa intrusividade para estimativa da eficiência de motores trifásicos de indução**, 2011. 143p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2011.
- [20] CAMPOS, M.D. **O método de elementos finitos aplicado à simulação numérica de escoamentos de fluidos**. III Bienal da SBM, IME/UFG, Goiânia, 2006.
- [21] CAMPOS, M.F.; FALLEIROS, I.G.S.; LANDGRAFF, F.J.G. **Análise crítica do modelo das perdas em excesso**. 58° Congresso Anual da ABM, 21 a 24 de julho de 2003, Rio de Janeiro.
- [22] CHALMERS, B.J.; **Electromagnetic problems of A.C. machines**, Chapman and Hall Ltd., 1965.
- [23] CHAPMAN, Stephen J. **Electric machinery fundamentals**. 4.ed. Nova Déli: Tata McGraw-Hill, 2010.
- [24] CNI; ELETROBRÁS. **PROCEL: Eficiência energética na indústria: O que foi feito no Brasil, oportunidades de redução de custos e experiência internacional**. Brasília, 2009.
- [25] COGO, J. R.; JÚNIOR, A.S.; PONZETTO, E. S. **Análise e determinação das perdas no ferro do estator em motores de indução trifásicos**. Revista Eletricidade Moderna Ano XXVI, n 295, Outubro de 1998. Disponível em: [http://www.gsiconsultoria.com.br/publicacoes\\_gsi/21%20-%20ART458-07%20\(Perdas%20no%20ferro%20do%20estator\).pdf](http://www.gsiconsultoria.com.br/publicacoes_gsi/21%20-%20ART458-07%20(Perdas%20no%20ferro%20do%20estator).pdf). Acesso em 28 jan 2012.
- [26] CUNHA, Livia. **Radiografia - Motores elétricos: movendo o mundo**. Agosto de 2009. Disponível em: <http://www.osetoreletrico.com.br/web/a-revista/edicoes/132-radiografia-motores-eletricos-movendo-o-mundo.html>. Acesso em 19 jan 2012.
- [27] DESHPANDE, M.V.; **Design and testing of electrical machines**. 1 ed. PHI Learning Pvt. Ltd: Nova Déli, 2010. 495p.

[28] ENGLEBRETSON, S.C.; **Induction machine stray loss from inter-bar currents.** 2009. 178 p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Department of Electrical Engineering and Computer Science, Massachusetts Institute of Technology, Boston, 2009.

[29] ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ (EFEL). **Conservação de energia: eficiência energética de instalações e equipamentos.** Apoio: ELETROBRÁS/PROCEL, Itajubá - MG: FUPAI, 2001.

[30] ESPÍNDOLA, A.A. **Avaliação das perdas magnéticas em dispositivos submetidos a campos magnéticos girantes.** 2003. 69 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2003.

[31] FITZGERALD, A.E.; KINGSLEY JR, Charles; UMANS, Stephen D. **Máquinas elétricas.** 6.ed. São Paulo: Bookman, 2006. 648p.

[32] GARCIA, Agenor Gomes Pinto. **Impacto da lei de eficiência energética para motores elétricos no potencial de conservação de energia na indústria.** 2003.

[33] GLEW, C.N. **Stray load losses in induction motors: a challenge to academia.** Power Engineering Journal, February 1998.

[34] GONÇALVES, H.N.B. **Optimização do projeto de motores assíncronos trifásicos: caracterização da temperatura.** 2001. 185p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores) – Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, Porto, 2001.

[35] HINDMARSH, John; RENFREW, Alasdair. **Electrical machines and drives systems.** 3.ed. Oxford:Butterworth-Heinemann, 1996. 368p.

[36] HODGE, Chris; WILLIAMSON, Steve; SMITH Sandy. **Direct drive marine propulsion motors.** International Conference on Electrical Machines (ICEM), Bruges, 2002.

[37] HOLMBERG, Marguerite Touma. **Three-dimensional finite element computation of eddy currents in synchronous machines.** 1998. 162p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Chalmers University of Technology, Gotemburgo, 1998.

- [38] IEC – Internation Electrotechnical Commission. **Magnetic materials – Part 3: Methods of measurement of the magnetic properties of magnetic sheet and strip by means of a single sheet tester.** IEC 404-3. 2002-2.1
- [39] IEC – Internation Electrotechnical Commission. **Magnetic materials – Part 4: Methods of measurement of DC magnetic properties of magnetically soft materials.** IEC 404-4. 2002-2.1
- [40] IVANOV, A. **Electrical machines - Vol. 1.** Mir Publishers: Moscou, 1982.
- [41] JANICKE, L.; KOST, A. **Convergence properties of the Newton-Raphson method for non-linear problems.** IEEE, Vol. 34, n°5, pp 2005-2008, Setembro 1998.
- [42] JIMOH, A.A.; FINDLAY, R.D. & POLOUJADOFF, M.; **Stray losses in induction machines,** IEEE, Vol. PAS-104, n°6, pp 1506-1512, Junho 1985.
- [43] JÚNIOR, P.A.S. **Bancada para ensaios de materiais ferromagnéticos em chapa única sob campos rotacionais.** 2007. 105p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2007.
- [44] KÖFLER, H. **Stray load losses in induction machines – A review of experimental measuring methods and a critical performance evaluation.** Institute für Elektrische Maschinen und Antriebstechnik. Austria, 2008.
- [45] KOPYLOV, I.P. **Mathematical models of electric machines.** Mir Publishers: Moscou, 1984.
- [46] KOTHARI, D.P., NAGRATH, I.J. **Electric machines.** 4.ed. Nova Déli: Tata McGraw-Hill, 2010. 913p.
- [47] LANDGRAF, F.J.G. **Propriedades magnéticas de aços para fins elétricos.** In: Ivani Bott; Paulo Rios; Ronaldo Paranhos. **Aços: perspectivas para os próximos 10 anos.** 1ed. Rio de Janeiro, 2002, pp 109-128.

[48] LIPO, T.A., **Introduction to AC machine design**, vol. 1, University of Wisconsin, Madison, 1996.

[49] MACHADO, Adilson Carlos. **Determinação das perdas suplementares em motores de indução trifásicos pelo método EH-Star**. 2008. 104p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Centro Tecnológico - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2008.

[50] MECROW, B.C. **Electromagnetic design of turbogenerator stator end regions**. 1989. IEE PROCEEDINGS, Vol.136, Pt. C, N°6, November 1989.

[51] MENDES, F.B.R; BATISTELA, N.J.; KUO-PENG, P; SADOWSKI, N.; BASTOS, J.P.A. **A strategy for iron losses separation**. In: *PIERS 2004*, Pisa, 2004.

[52] MEURER, Evandro Jacob. **Estudo das perdas magnéticas interlaminares em máquinas elétricas**. 2005. 112 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2005.

[53] MINISTÉRIO DE MINAS E ENERGIA. Departamento de Desenvolvimento Energético. **Plano nacional de eficiência energética: premissas e diretrizes básicas**. Brasília, 2009.

[54] MINISTÉRIO DE MINAS E ENERGIA, Empresa de Pesquisa Energética. **Balanco energético nacional**. Brasília, 2012.

[55] NABETA, S.I Et al. **Determinação dos parâmetros de máquinas síncronas pela simulação por elementos finitos**. Revista Sba Controle & Automação vol.9 no.3 Campinas, Set/Out/Nov/Dez de 1998.

[56] PEREIRINHA, P.J.G. **Perdas por correntes induzidas em chapas ferromagnéticas**. 2005. 365p. Tese (Doutorado em engenharia eletrotécnica, na especialidade de concepção assistida por computador) – Faculdade de Ciências e Tecnologia, Universidade de Coimbra, Coimbra, 2005.

- [57] PIRES, W.L. **Estudo do comportamento das perdas no ferro em motores de indução alimentados por conversores de frequência**. 2008. 141p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2008.
- [58] PYRHÖNEN, Juha; JOKINEN, Tapani; HRABOVCOVÁ, Valéria. **Design of rotating electrical machines**. 1.ed. Wiltshire: John Wiley & Sons, Ltd., 2008. 503p.
- [59] PROVENZA, Francesco. **Projeto de máquinas**. 71.ed. São Paulo: F. Provenza, 1996. 481p.
- [60] RIBEIRO, José Carlos Lopes. **Simulação via método dos elementos finitos da distribuição tridimensional de temperatura em estruturas em situação de incêndio**. 2004. Dissertação de Mestrado-Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2004.
- [61] RUVIARO, Maurício. **Máquina assíncrona trifásica de rotor bobinado duplamente alimentada por meio de transformador rotativo**. 2011. Dissertação de Mestrado – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2011.
- [62] RICHARDSON, P. **Stray losses in synchronous electrical machinery**. Journal of the Institution of Electrical Engineers – Part II: Power Engineering, 1945, p. 291-301.
- [63] SAARI, J. **Thermal modeling of high speed induction machines**. Electrical Engineering Series No. 82. Acta Polytechnica Scandinavica, Helsinki University of Technology.
- [64] SANTOS, J.P. **Influências do ângulo de corte e da anisotropia nas propriedades magnéticas dos aços elétricos – o efeito textura**. 2005. Dissertação de Mestrado – Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2005.
- [65] SAWHNEY, A.K. **A course in electrical machine design**. 6.ed. Déli: Dhanpat Rai & Co., 2006. 1199p.
- [66] SCHWARZ, K.K., **Survey of basic stray losses in squirrel cage induction machines**, Proc. IEEE, volume 111, pp 1565-1574, 1964.

[67] SHIGLEY, J.E.; MISCHKE, C.R. **Projeto de engenharia mecânica**. 7.ed. Porto Alegre, 2004. 960p.

[68] SHINDO, R. **Cálculo de parâmetros de motor de indução trifásico utilizando o método dos elementos finitos**. 2003. Dissertação de Mestrado – Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2003.

[69] SILVA, H.P; PASSOS, A.S.B. **Cálculo da curva de perda de carga dos circuitos axiais internos de refrigeração de máquinas elétricas gigantes**. Engenharia Térmica, n.1, 2001, p. 28-33.

[70] SKF. **Power loss and bearing temperature**. Disponível em: <[http://www.skf.com/portal/skf/home/products?maincatalogue=1&lang=en&newlink=1\\_0\\_40](http://www.skf.com/portal/skf/home/products?maincatalogue=1&lang=en&newlink=1_0_40)>. Acesso em 11 de março de 2012.

[71] SKF. **Estimation of the frictional moment**. Disponível em: <[http://www.skf.com/portal/skf/home/products?maincatalogue=1&lang=en&newlink=1\\_0\\_36](http://www.skf.com/portal/skf/home/products?maincatalogue=1&lang=en&newlink=1_0_36)>. Acesso em 11 de março de 2012.

[72] **SKIN effect**. In: Wikipedia, the free encyclopedia. Wikimedia, 2012. Disponível em: <[http://en.wikipedia.org/wiki/Skin\\_effect](http://en.wikipedia.org/wiki/Skin_effect)>. Acesso em 23 de fevereiro de 2012.

[73] SMITH, W. **Princípios de ciência e engenharia de materiais**. 1.ed. Lisboa: McGraw-Hill, 1998.

[74] SOBRINHO, A.P. **Critérios de projeto e construção de motores de indução trifásicos de alta rotação**. 2008. 129p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina. 2008.

[75] STENING, A. **On inter-bar currents in induction motors with cast aluminium and cast copper rotors**. 2010. 88p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). KTH Electrical Engineering, Estocolmo, Suécia. 2010.

[76] STEWART, K.H. **Ferromagnetic domains**. UK, University of Cambridge, 1954.

[77] TORRES, A.G. **Estudo e caracterização de perdas magnéticas em motores de indução**. 2004. Tese de Doutorado – Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2004.

[78] VRANCIK, J.E. **Prediction of windage power loss in alternators**. National Aeronautics and Space Administration (NASA), Lewis Research Center, Cleveland, 1968.

[79] WEG. **Catálogo geral de motores elétricos**. Jaraguá do Sul - SC: WEG, 2003. Disponível em: <<http://www.weg.com.br/>>. Acesso em 24 de janeiro de 2012.

[80] WEG. **MÓDULO 4 – Geração de energia**. Jaraguá do Sul – SC. Disponível em: <<http://www.scribd.com/doc/52261261/132/PERDAS>>. Acesso em 31 de março de 2012.

[81] ZHU, J.G.; HUI, S.Y.R; RAMADEN, V.S. **Discrete modelling of magnetic cores including hysteresis eddy current and anomalous losses**. In: IEE Proceedings-A, Vol. 140, No.4, July 1993.